



# Содержание

Введение.....	4
1. Состояние вопроса.....	5
1.1 Формулирование целей и задач проекта. ....	5
1.2. Обзор готовых устройств заряда емкостных накопителей.....	5
2. Обзор, классификация и анализ структурных и схемотехнических решений.....	10
2.1. Обзор и классификация известных структурных решений.....	10
2.2 Выпрямители.....	17
2.2.1. Простейший однополупериодный выпрямитель.....	18
2.2.2. Двухфазный выпрямитель с нулевым выводом. ....	18
2.2.3. Неуправляемый мостовой выпрямитель. ....	19
2.3. Пассивные сглаживающие фильтры.....	20
2.3.1. Емкостной сглаживающий фильтр. ....	20
2.3.2. Индуктивный сглаживающий фильтр. ....	21
2.3.3. Г-образные фильтры. ....	21
2.3.4. П-образные фильтры. ....	22
2.3.5. Балластные элементы. ....	23
2.4. Инверторы.....	24
2.4.1. Схема транзисторного инвертора с нулевой точкой.....	24
2.4.2. Полумостовая схема с средней точкой.....	25
2.4.4. Мостовая схема транзисторного инвертора.....	27
2.4.5. Тиристорная схема инвертора с нулевой точкой. ....	28
2.4.6. Мостовая схема тиристорного инвертора. ....	30
2.4.7. Полумостовая схема тиристорного инвертора. ....	31

2.5. Преобразователь постоянного напряжения (ППН) .....	33
2.6. Умножители напряжения .....	41
2.6.1. Симметричный удвоитель напряжения.....	41
2.6.2. Схема несимметричного удвоителя напряжений .....	42
2.6.3. Несимметричный умножитель первого рода.....	43
2.6.4. Несимметричный умножитель второго рода .....	43
2.6.5. Симметричный умножитель напряжения. ....	44
2.7. Методика проектирования систем заряда емкостных накопителей	45
3. Разработка системы заряда емкостного накопителя.....	46
3.1 Разработка и расчет силовой части схемы .....	46
3.1.1 Выбор схемотехнического решения. ....	46
3.1.2 Разработка силовой принципиальной схемы. ....	46
3.1.3 Расчет силовой схемы. ....	48
3.2 Разработка и расчет схемы управления .....	60
3.2.1 Разработка принципиальной схемы системы управления. ...	60
3.2.2 Расчет схемы управления.....	63
4. Математическое моделирование .....	77
4.1. Описание моделируемой схемы. ....	77
4.2. Моделирование для синусоидального входного напряжения. ....	78
4.3. Моделирование для прямоугольного входного напряжения. ....	81
Заключение .....	83
Список литературы .....	84
ПРИЛОЖЕНИЯ.....	88

## Введение

В ряде технических устройств используются емкостные накопители энергии, работающие с полным или частичным разрядом. Для их заряда необходимо использование систем заряда, способных работать на такую нагрузку (с постепенно увеличивающимся напряжением).

В литературе и интернете присутствует большое количество информации, полезной для разработки системы заряда. Однако выбор и расчет конкретных схемотехнических решений для конкретной ситуации все равно может оказаться непростой задачей.

Данная работа будет посвящена обзору и структурированию материалов по системам заряда, а также выработке рекомендаций по выбору и расчету схемотехнических решений исходя из конкретных условий.

Областью применения данной работы являются системы заряда емкостных накопителей.

Научная новизна: Произведены обзор, классификация и анализ различных решений систем заряда. Выявлены их достоинства и недостатки, а так же приведены рекомендации по их применимости. На основании проведенного обзора предложена методика проектирования систем заряда емкостного накопителя. Осуществлено математическое моделирование удвоителя напряжения.

Основные положения и результаты, выносимые на защиту:

1. Разработанная классификация структурных схем систем заряда емкостных накопителей
2. Проведенный обзор, классификация и анализ схемотехнических решений
3. Предложенная методика разработки систем заряда емкостных накопителей.

# **1. Состояние вопроса**

## **1.1 Формулирование целей и задач проекта.**

Цель работы: разработка и апробация методики проектирования систем заряда емкостных накопителей.

Задачи работы:

1. Обзор существующих (готовых) зарядных устройств.
2. Обзор, классификация и анализ применимости структурных и схемотехнических решений систем заряда, включая защитные цепи.
3. Разработка методики выбора структурных и схемотехнических решений.
4. Выбор и расчет системы заряда на основе разработанной методики.
5. Математическое моделирование отдельных схемотехнических решений и системы заряда.
6. Написание публикации.

## **1.2. Обзор готовых устройств заряда емкостных накопителей.**

Такие устройства могут выпускаться промышленностью, поэтому целесообразно выполнить обзор готовых устройств с целью принятия решения: что проще, разрабатывать ли его самостоятельно, либо купить уже готовое. Для примера попытаемся найти зарядное устройство, удовлетворяющее следующим требованиям: устройство должно быть

способно заряжать емкостной накопитель емкостью 200 мкФ от нуля до 900В за время 1 с при питании от аккумуляторной батареи 12 В.

Сформулируем требования по пунктам:

Возможность работы на емкостную нагрузку	ЕСТЬ;
Входное напряжение	12В;
Номинальное выходное напряжение	900В. (с

возможностью регулировки);

При анализе выпускаемых промышленностью устройств были обнаружены частично удовлетворяющие нашим требованиям. Например, фирмой Agilent Technologies (США) выпускается серия источников питания [1]. Источник типа N5752A (рис. 1.1.) рассчитан на мощность 750 Вт, позволяет плавно менять выходное напряжение в пределах 0-600 В, обладает разъемами для подключения к ПК, реализует множество защит (в т.ч. от короткого замыкания). Основным недостатком является его высокая стоимость, не позволяющая так или иначе включить этот источник в состав разрабатываемого устройства.



а) передняя панель блока



б) задняя панель блока

Рис. 1.1. – Внешний вид блока питания N5752A  
фирмы Agilent Technologies (США).

Одним из лидеров среди производителей различных блоков питания является фирма «LAMBDA», выпускающая огромную номенклатуру различных блоков питания с различными параметрами и различного

назначения [2]. Одним из крупных поставщиков работающих с этой фирмой является компания «ЮЕ-Интернейшенел».

Практически полным аналогом вышеприведенного источника является программируемый источник типа GEN600-1,3 (рис.1.2) со значением выходного напряжения от 0 до 600 В. при выходном токе до 1.3 А (780 Вт) [3].



Рис. 1.2. - Программируемый источник GEN600-1,3 фирмы Lambda.

Эти источники обладают универсальным входом – входное напряжение составляет от 85 до 265 В переменного напряжения (47..63 Гц). Т.е. блоки не способны работать от источника постоянного напряжения 12 В и помимо этого обладают высокой стоимостью.

Подразделение этой фирмы «LAMBDA-EMI», начиная с 1982 г, производит высоковольтные источники постоянного напряжения и блоки заряда конденсаторов. Например, блоки серии 500А (рис. 1.3) предназначены для заряда емкостных накопителей до напряжений 0-1000В при мощности заряда 500 Дж/с. Эти блоки допускают дистанционное управление по соответствующим интерфейсам, защиту от короткого замыкания/обрыва цепи, сертификаты безопасности, возможность использования корректора коэффициента мощности.





Рис. 1.3. - Источник питания для заряда конденсаторов  
фирмы «LAMBDA» серии 500А.

Основными недостатками рассмотренных блоков заряда является высокая цена и использование блоком в качестве входного напряжения сети 110 либо 220В 50Гц. Существуют источники, работающие от постоянного напряжения 110В и больше, что тоже не удовлетворяет предъявляемым требованиям. В принципе, существуют организации, способные разработать и продавать такие источники питания, однако стоимость разработки будет еще выше стоимости готовых блоков вышеперечисленных типов.

## **2. Обзор, классификация и анализ структурных и схемотехнических решений.**

### **2.1. Обзор и классификация известных структурных решений.**

Зарядные устройства бывают выполнены на базе статических преобразователей и электромашинных генераторов постоянного и переменного тока. В нашей работе мы не будем рассматривать электромашинные, так как подобные ЗУ потеряли свою актуальность и не имеют широкого распространения.

Рассмотрим различные схемотехнические решения, используемые в зарядных устройствах (ЗУ). Для этого нами была найдена[4] и модернизирована блок-схема, представленная на рис 2.1.

Классификация разделяет зарядные устройства по двум признакам: 1) по виду источника напряжения; 2) по процессу заряда. Эта классификация описывает существующие решения, но не дает достаточно информации для проектирования, появляются трудности в выборе схемотехнического решения для конкретного случая.

Также нами была найдена[4] классификация, представленная в виде функциональной схемы зарядного устройства (рис. 2.2), схема изображена без узлов коммутации, защиты, регулирования.

На рисунке 2.2 изображен емкостной накопитель ЕН, выпрямитель В (неуправляемый или управляемый), повышающий трансформатор Т. Его зарядный контур (ЗК) содержит зарядный дроссель и резистор или другие дозаторы энергии (например, емкостные или индуктивные), предназначенные для регулирования зарядного процесса. С их помощью может быть получен апериодическая, колебательная и другие формы.

Помимо функций токоограничения дозаторы энергию выполняют функцию формирования зависимостей  $U_{Cн}(t), i_{Cн}(t)$ . Эти зависимости определяются схемой включения элементов и соотношением параметров ИЕП. Таким образом, включение в ЗУ ИЕП можно условно назвать пассивно-параметрическим методом управления зарядным процессом.

Схема на рисунке 2.2 позволяет классифицировать основные типы статических зарядных устройств (ЗУ) по структуре и составу силовых элементов, но исключает бестрансформаторные схемы с конденсаторным умножением, а также как и предыдущая не дает возможности выбора конкретного схемотехнического решения. И потому для более полного и удобного обзора существующих схемотехнических решений, доступных при разработке зарядного устройства и с целью обеспечения разработчика помощью в проектировании ЗУ, на основе схемы на рисунке 2.2 была создана классификация (рис. 2.3), разделение в которой проведено по двум признакам:

- 1) по виду источника напряжения;
- 2) по наличию в схеме инвертора.

Классификация с подобным разделением была выявлена в результате невозможности вместить в одну общую все многообразие возможных функциональных решений.

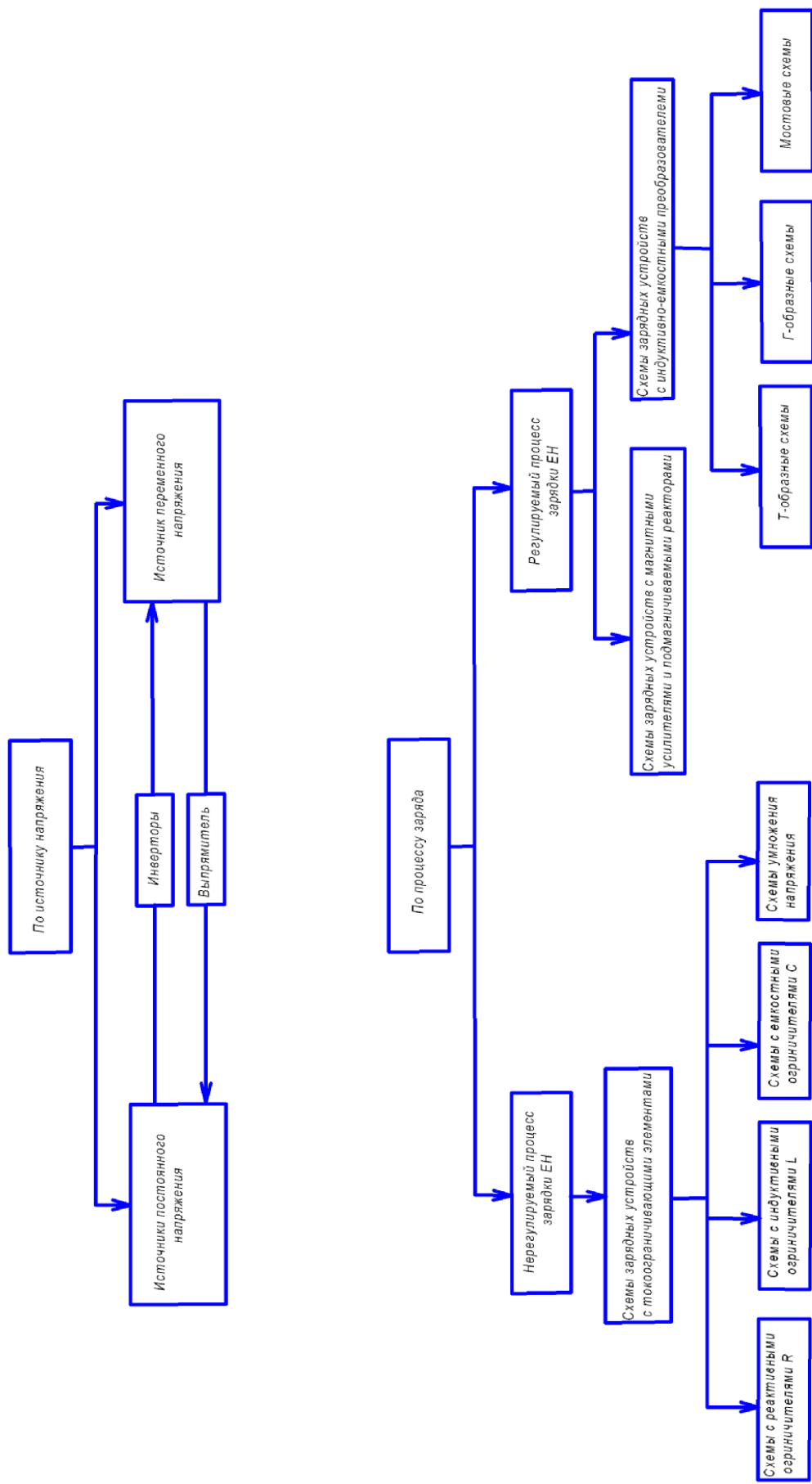


Рисунок 2.1 - Классификация возможных способов построения зарядных устройств

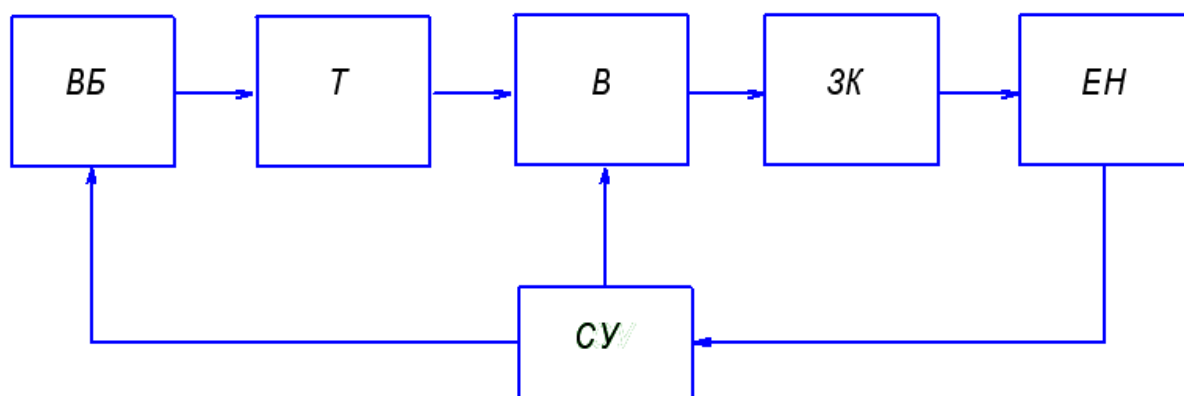


Рисунок 2.2 – Функциональная схема статического ЗУ.

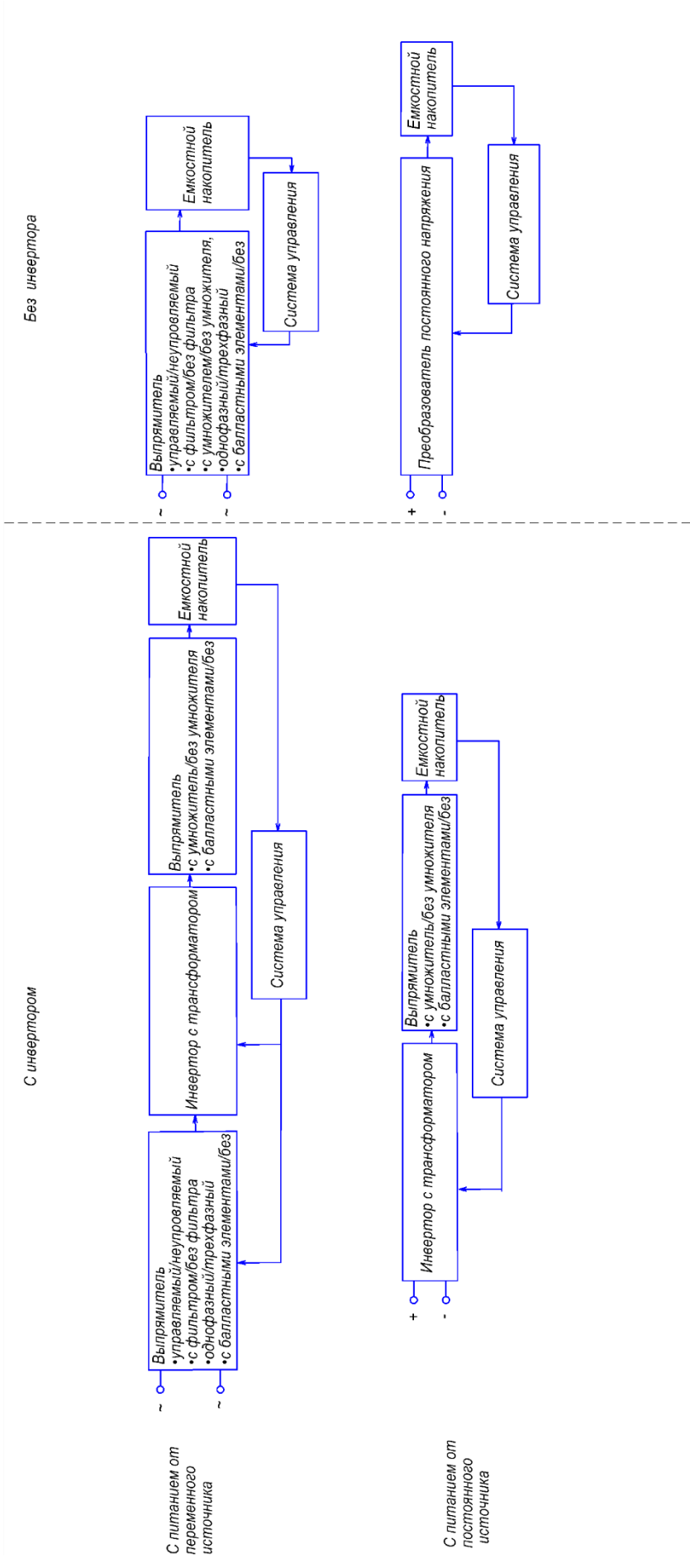


Рисунок 2.3 - Схема выбора структуры схемы

Опишем работу каждой функциональной схемы. Функциональная схема системы заряда с инвертором, для питания от переменного источника изображена на рисунке 2.4.

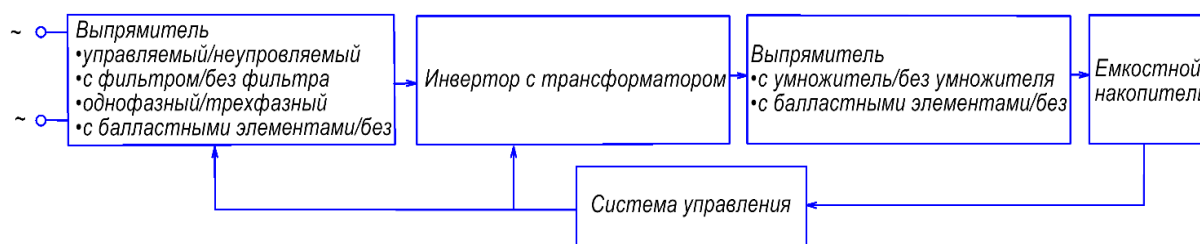


Рисунок 2.4 – Функциональная схема системы заряда с питанием от переменного источника, с инвертором.

Работа осуществляется следующим образом: на вход выпрямителя поступает переменное напряжение, выпрямленное напряжение с его выхода поступает на вход инвертора, который преобразует его в переменное, далее напряжение повышается трансформатором и с его выхода поступает на вход выпрямителя, через который осуществляется заряд ЕН. Следует отметить что входной выпрямитель может быть управляемый или неуправляемый (в зависимости от алгоритма работы), с фильтром, без фильтра, однофазный или трехфазный (в зависимости от мощностей), с балластными элементами или без них. В случае если напряжение с выхода трансформатора не достаточно высокого уровня, то выпрямитель на его выходе может представлять собой умножитель напряжения, который также осуществляет повышение напряжения.

Данная схема позволяет повышать напряжения в 50 раз и более.

Функциональная схема системы заряда без инвертора, для питания от переменного источника изображена на рисунке 2.5.

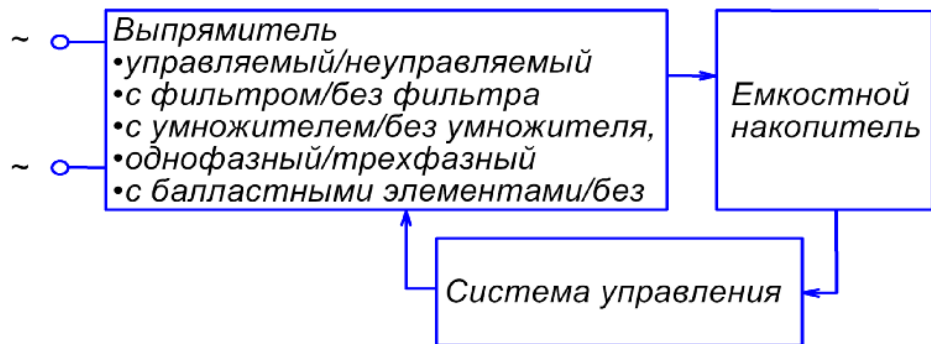


Рисунок 2.5 – Функциональная схема системы заряда с питанием от переменного источника, без инвертора.

В данной системе заряд осуществляется напрямую через выпрямитель, в схеме отсутствует гальваническая развязка. В случае если на входе стоит выпрямитель с умножителем, то возможность получения высоких уровней напряжения определяется им. Схема применяется при малых мощностях.

Функциональная схема системы заряда с инвертором, для питания от постоянного источника изображена на рисунке 2.6.

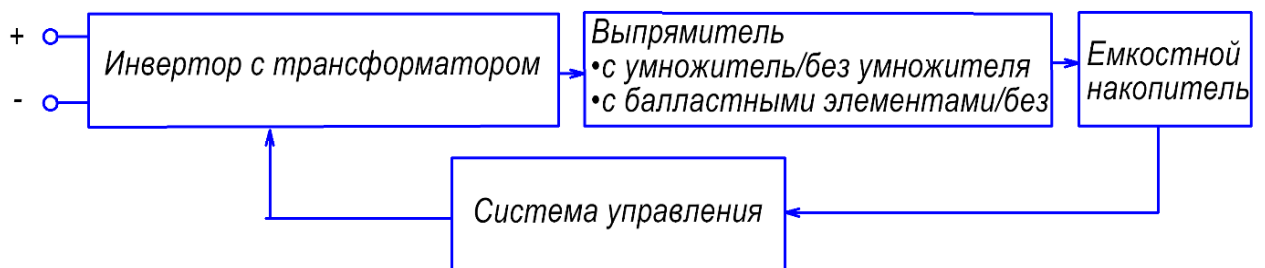


Рисунок 2.6 – Функциональная схема системы заряда с питанием от постоянного источника, с инвертором.

В схеме отсутствует входной выпрямитель, так как питание осуществляется от постоянного источника, в остальном схема аналогична рассмотренной на рисунке 2.4.



Функциональная схема системы заряда без инвертора, для питания от постоянного источника изображена на рисунке 2.7.

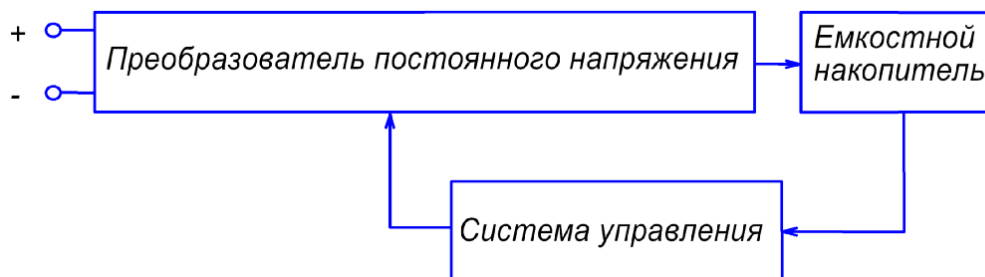


Рисунок 2.7 – Функциональная схема системы заряда с питанием от постоянного источника, без инвертора.

В данной схеме используется преобразователь постоянного напряжения (ППН), на его вход поступает постоянное напряжение и преобразуется до необходимого уровня, заряжая ЕН. Схемы с ППН используются для повышения напряжения не более чем в 10 раз.

Каждый из блоков может иметь вариации и разные схемотехнические решения его реализации. Рассмотрим каждый из элементов блок-схемы в отдельности.

## 2.2 Выпрямители

В ЗУ с первичным питанием от сети переменного тока входной блок может представлять собой выпрямитель, преобразующий переменный ток в постоянный.

### 2.2.1. Простейший однополупериодный выпрямитель.

На рисунке 2.8 изображена схема простейшего однополупериодного выпрямителя, на рисунке 2.9 – диаграммы его работы. Диод VD1 пропускает только положительную полуволну, отрицательная фильтруется.

Однополупериодный выпрямитель применяют только для малых мощностей.

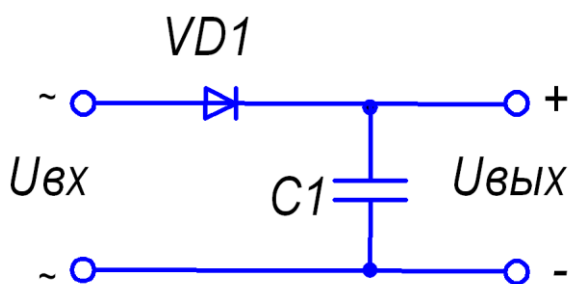


Рисунок 2.8 - Схема простейшего однополупериодного выпрямителя.

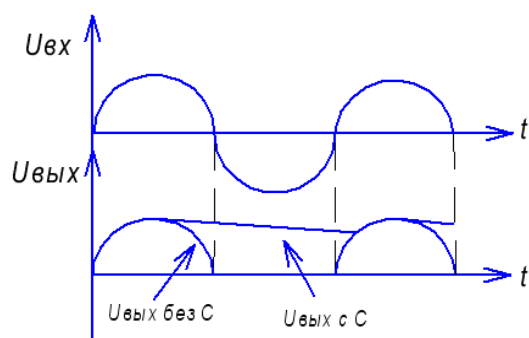


Рисунок 2.9 – Временные диаграммы работы выпрямителя.

### 2.2.2. Двухфазный выпрямитель с нулевым выводом.

Применяется также двухфазный неуправляемый выпрямитель с нулевым выводом (рис.2.10).

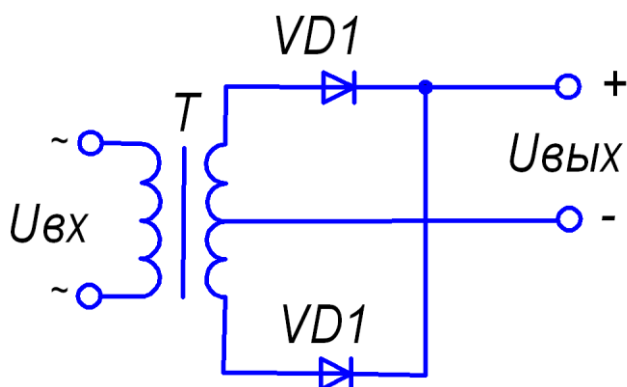


Рисунок 2.10 - Двухфазный неуправляемый выпрямитель с нулевым выводом.

Диоды VD1 и VD2 поочередно проводят ток, на выходе ток будет выпрямленный и пульсирующий.

### 2.2.3. Неуправляемый мостовой выпрямитель.

На рисунке 2.11 изображен неуправляемый мостовой выпрямитель.

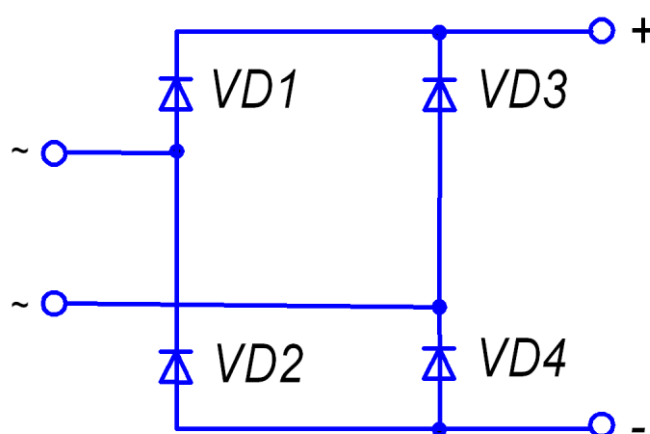


Рисунок 2.11 - Неуправляемый мостовой выпрямитель.

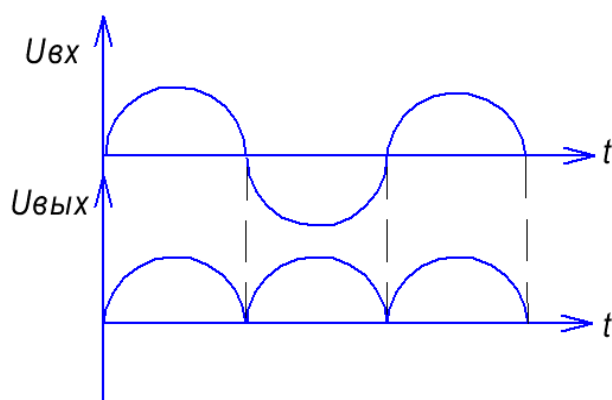


Рисунок 2.12 – Временные диаграммы работы выпрямителя.

Выпрямительный мост включает в себя две группы диодов – катодную и анодную. В этой схеме в один момент времени ток проводят одновременно два диода – один из анодной группы и другой из катодной.

Приведенная схема является самой распространенной для выпрямления однофазного напряжения.

Для случая больших мощностей используют трехфазный вариант (рис.2.13).

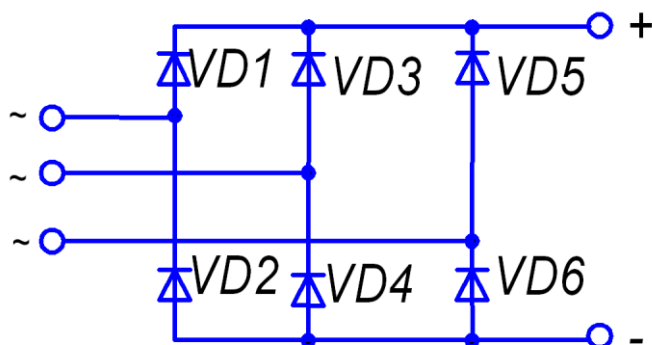


Рисунок 2.13 – Трехфазный неуправляемый мостовой выпрямитель.

### 2.3. Пассивные сглаживающие фильтры

В любой из вышеописанных схем выпрямления на выходе присутствует напряжение, имеющее переменную составляющую. Это объясняется пульсирующей формой выходного напряжения. В большинстве случаев такая форма напряжения не подходит для питания аппаратуры. Поэтому на выходе выпрямителей ставят сглаживающие фильтры.

#### 2.3.1. Емкостной сглаживающий фильтр.

На рисунке 1.14 изображен емкостной сглаживающий фильтр.

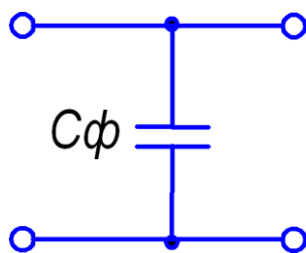


Рисунок 2.14 - Емкостной сглаживающий фильтр.

Такие фильтры являются однозвенными фильтрами. Конденсатор подсоединяют параллельно нагрузке. Этот прием является самым распространенным в маломощных схемах. В случае больших мощностей его применение в чистом виде затруднительно, в связи с бросками тока в момент включения схемы.

### 2.3.2. Индуктивный сглаживающий фильтр.

Применяются также индуктивный сглаживающий фильтр (рис.2.15).

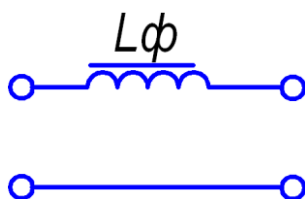


Рисунок 2.15 - Индуктивный сглаживающий фильтр.

Такой фильтр включается последовательно с нагрузкой. Такие фильтры применяются в однофазных и трехфазных выпрямителях большой и средней мощности. В маломощных выпрямителях чаще применяют емкостные фильтры. Основным недостатком такого решения является необходимость применения дросселя, который является более сложным и дорогим элементом по сравнению с конденсаторами.

### 2.3.3. Г-образные фильтры.

Рассмотрим многозвенные фильтры. Их примером являются Г-образные фильтры. Они представляют собой сочетание двух вышерассмотренных фильтров. Самым распространенным является LC-фильтр (рис. 2.16а). В маломощных схемах иногда применяется фильтр RC-типа (рис. 2.16б).

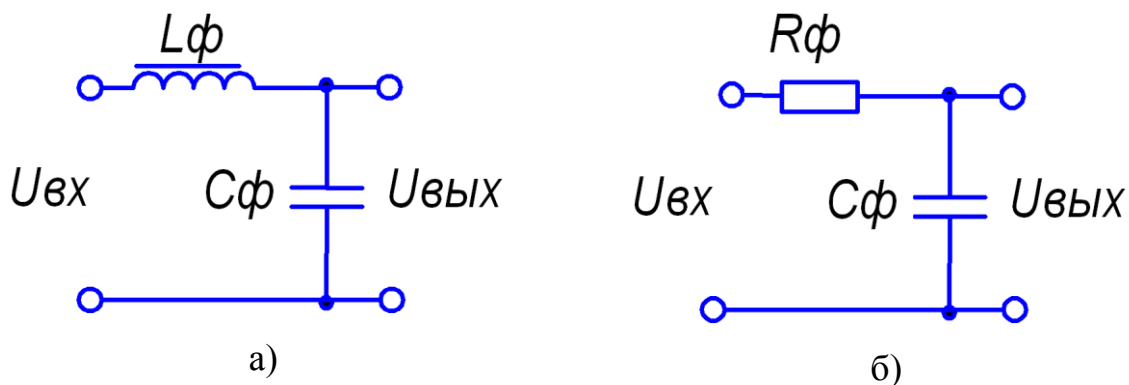


Рисунок 2.16 – Г-образные фильтры.

Г-образные фильтры применяются в случае, когда однозвенных фильтров недостаточно, либо они получаются очень дорогими. Их недостатком является большая сложность, а достоинством – большее снижение пульсаций.

LC-фильтра является более дорогим по сравнению с RC-фильтром, однако обладает большим коэффициентом сглаживания.

#### 2.3.4. П-образные фильтры.

Следующей ступенью усложнения и улучшения фильтров являются П-образные фильтры (рис.1.17). Они также являются многозвенными фильтрами. Их составляют последовательным включением вышеприведенных Г образных и одинарных фильтров.

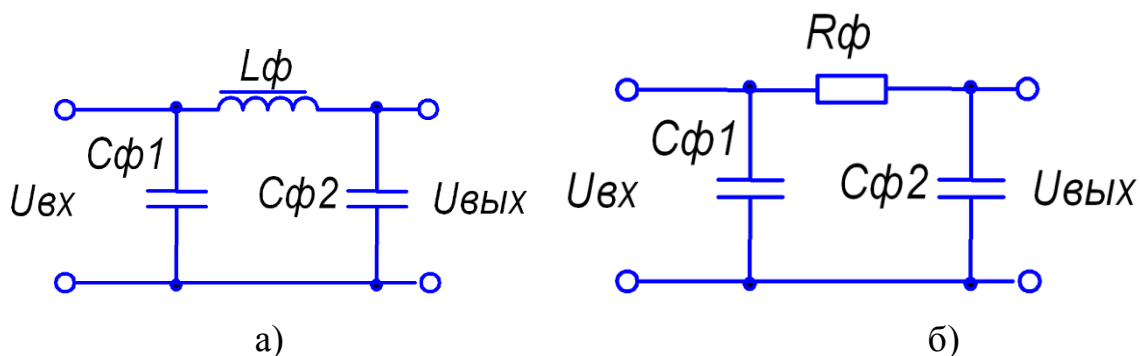


Рисунок 2.17 – П-образные фильтры.

### 2.3.5. Балластные элементы.

Балластные элементы используют для токоограничения и уменьшения бросков тока при включении схем.

#### *Резистивный балластный элемент.*

На рисунке 2.18 изображен резистивный балластный элемент.

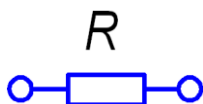


Рисунок 2.18 - Резистивный балластный элемент.

Основным недостатком балластных элементов является значительное ухудшение КПД в связи с потерями мощности на элементе.

#### *Индуктивный балластный элемент.*

Часто используется в качестве балластного элемента дроссель (рис.2.19).



Рисунок 2.19 – Индуктивный балластный элемент.

Основным достоинством такого способа балласта является малое падение КПД схемы в связи с малыми потерями мощности на индуктивности. Вторым достоинством является хорошие стабилизирующие свойства дросселя, уменьшающего броски токов и сглаживающего его форму. Помимо этого могут быть убраны бестоковые паузы.

#### *Емкостной балластный элемент.*

Также применяются емкостные балластные элементы (рис.2.20).

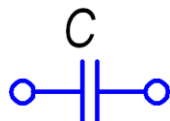


Рисунок 2.20 – Емкостной балластный элемент.

Их использование является распространенным в связи с невысокой стоимостью элементов, малыми габаритами и малой величиной активных потерь на них.

## 2.4. Инверторы.

В ЗУ с первичным питанием от сети постоянного тока входной блок может представлять собой инвертор, преобразующий постоянный ток в переменный.

Рассмотрим основные транзисторные схемы инверторов применяемых в зарядных устройствах.

### 2.4.1. Схема транзисторного инвертора с нулевой точкой.

На рисунке 2.21 изображена двухтактная схема транзисторного инвертора с нулевой точкой.

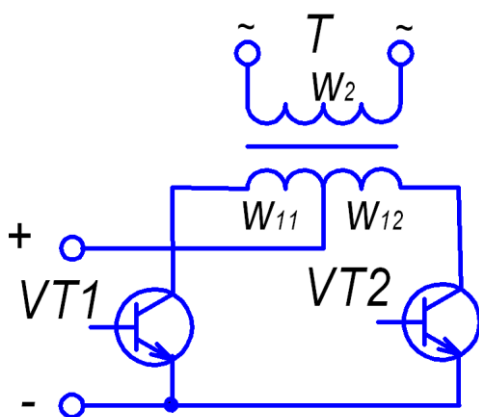


Рисунок 2.21. - Двухтактная схема транзисторного инвертора с нулевой точкой.



Эта схема состоит из двух транзисторов VT1 и VT2, в качестве которых используются мощные биполярные или полевые транзисторы. Трансформатор имеет первичную и вторичную обмотки.

В первом такте VT1 замкнут, VT2 разомкнут, ток течет по полуобмотке  $W_{11}$  и трансформируется во вторичную обмотку. Далее транзистор VT1 закрывается и через небольшую бестоковую паузу открывается VT2. При этом ток  $i_{12}$  протекает по второй полу обмотке  $W_{12}$ . При этом передача энергии в нагрузку происходит в течении обоих тактов.

Достоинства:

Схема проста, трансформатор нагружен равномерно, нет постоянной составляющей, управление транзисторами осуществляется относительно уровня земли.

#### *2.4.2. Полумостовая схема с средней точкой.*

Применяется также полумостовая схема транзисторного инвертора с искусственной средней точкой (рис.2.22).

В таких схемах VT1, VT2 работают поочередно. Они коммутируют левую сторону первичной обмотки трансформатора к плюсу и земле поочередно. При этом правая сторона обмотки подключена к искусственной средней точке (среднему потенциалу), сформированной конденсаторам C1 и C2. Временные диаграммы изображены на рис. 2.23.

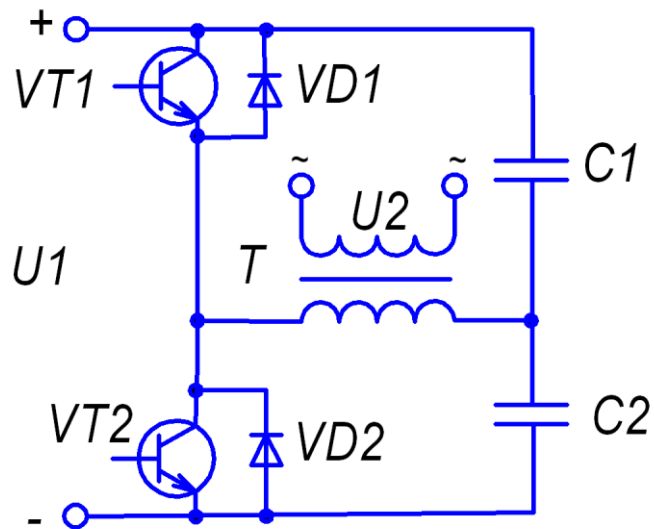


Рисунок 2.22. - Полумостовая схема транзисторного инвертора с искусственной средней точкой.

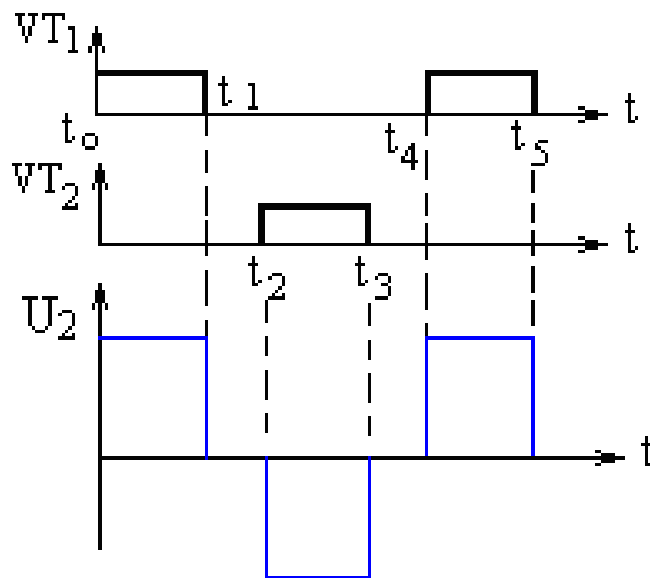


Рисунок 2.23. – Временные диаграммы работы инвертора.

Отдельную проблему может представлять транзистор VT1, потенциал эмиттера которого скачет, а потому применяют специальный драйвер верхнего ключа.

#### 2.4.4. Мостовая схема транзисторного инвертора.

На рисунке 2.24 изображена мостовая схема транзисторного инвертора.

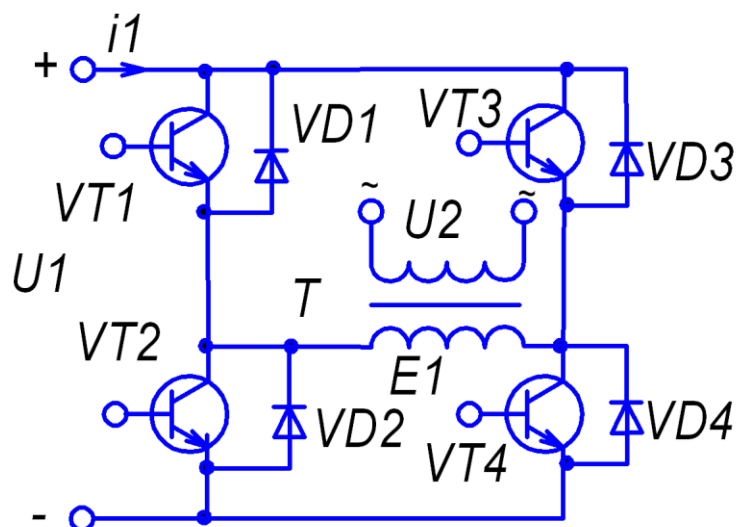


Рисунок 2.24 - Мостовая схема транзисторного инвертора.

Такая схема используется в инверторах большой мощности.

Для управления ключами (транзисторами) инвертора чаще всего применяются один из двух алгоритмов управления: симметричный (рис.2.25) и несимметричный (рис.2.26).

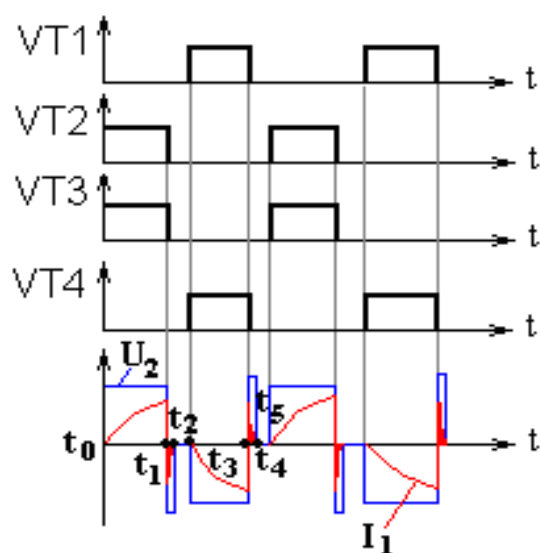


Рисунок 2.25. – Временные диаграммы работы инвертора при симметричном алгоритме управления.

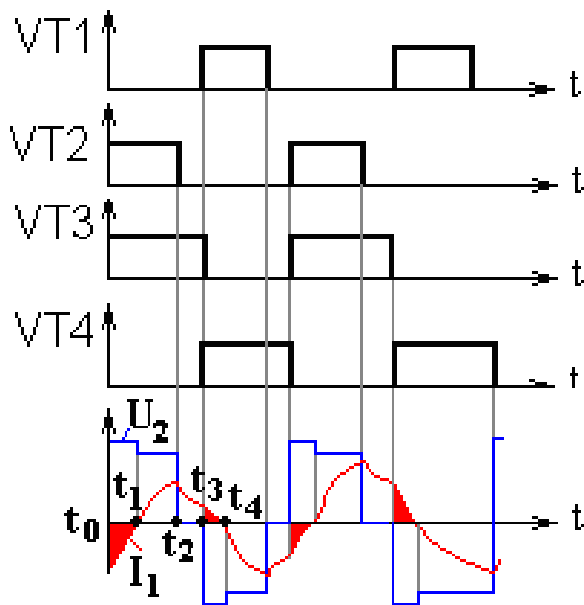


Рисунок 2.26. – Временные диаграммы работы инвертора при несимметричном алгоритме управления.

Полумостовая и мостовая схемы используются при напряжении питания  $U_{п} \geq 100В$

Также важно рассмотреть тиристорные схемы инверторов применяемых в зарядных устройствах.

#### 2.4.5. Тиристорная схема инвертора с нулевой точкой.

На рисунке 2.27 изображена двухтактная тиристорная схема инвертора с нулевой точкой.

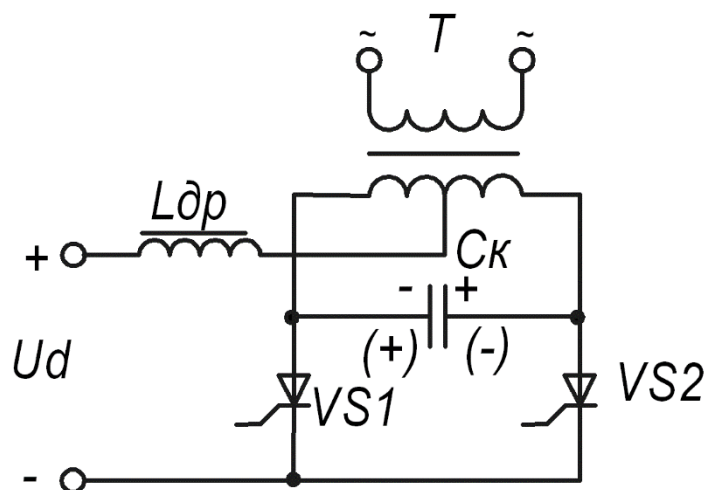


Рисунок 2.27. – Двухтактная тиристорная схема инвертора с нулевой точкой.

На управляющие электроды тиристоров VS1 и VS2 подаем поочередные управляющие импульсы. Обратим внимание на дроссель  $L_{др}$ , от величины индуктивности которого зависит устойчивая работа инвертора в заданном диапазоне частот, также форма выходного напряжения и пульсации входного тока. При открытии тиристора VS1, по нему начинает протекать ток, и к полуобмотке трансформатора T прикладывается напряжение, трансформирующееся на вторичную сторону. Конденсатор  $C_k$  к концу полупериода оказывается заряженным до напряжения, приблизительно равного  $2U_d$  (полярность указана без скобок). При включении тиристора VS2 напряжение конденсатора  $C_k$  прикладывается положительным потенциалом к катоду тиристора VS1. Разрядный ток конденсатора по контуру двух открытых тиристоров носит ударный характер, так как сопротивление контура очень мало, в результате чего тиристор VS1 выключается. Конденсатор  $C_k$  через тиристор VS2 оказывается подключенным к источнику питания с обратной полярностью и начинает перезаряжаться через первичные полуобмотки трансформатора, до отрицательной полярности (указана в скобках). В следствии чего на вторичной обмотке трансформатора формируется знакопеременный ток. При включении тиристора VS1 весь

процесс повторяется. Однако если за время изменения потенциала конденсатора от максимального значения примерно до нуля тиристор VS1 успеет восстановить управляющие свойства, то с восстановлением положительного анодного напряжения тиристор VS1 останется запертым до тех пор, пока не придет следующий импульс управления.

Одним из недостатков схемы является приложение к тиристорам обратного напряжения, равного двойному напряжению питания. Такого недостатка лишена следующая рассматриваемая схема.

#### 2.4.6. Мостовая схема тиристорного инвертора.

Пример такой схемы изображен на рисунке 2.28.

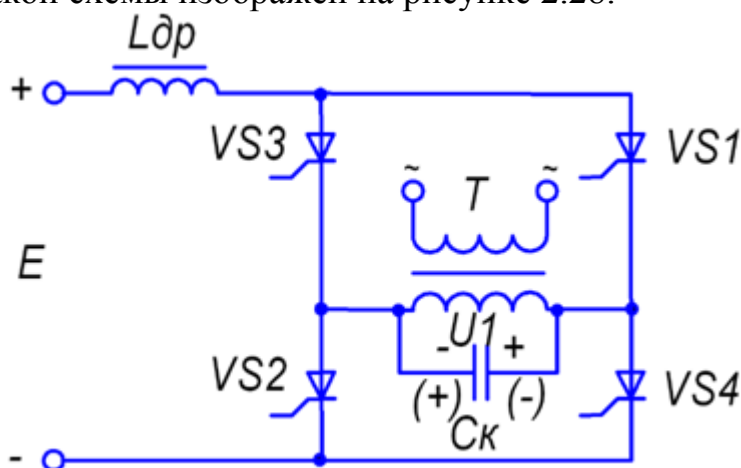


Рисунок 2.28. –Мостовая схема тиристорного инвертора.

Схема содержит тиристорный мост VS1 - VS4. В диагональ моста включена первичная обмотка трансформатора Т. Параллельно трансформатору установлен конденсатор С.

Установившийся режим работы схемы изображен на рис. 2.29.

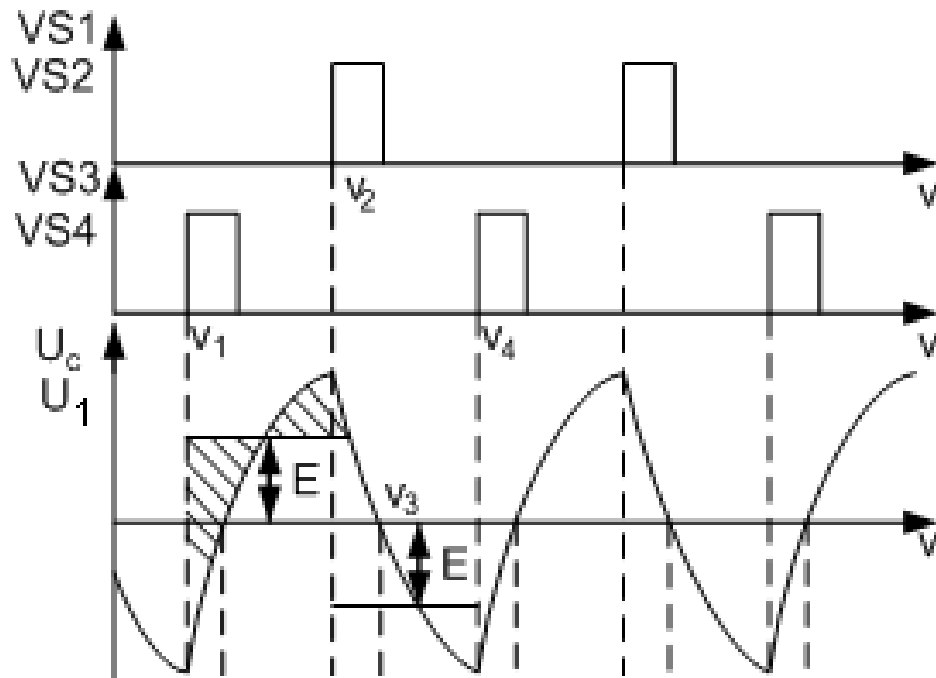


Рисунок 2.29 – Временные диаграммы работы инвертора.

В данной схеме на закрытые тиристоры приложено только однократное напряжение источника питания. Схеме нуждается в дросселе  $L_{др}$  на входе (он нужен для обеспечения устойчивой работы инвертора в режиме “заряд-разряд”) и в коммутирующих конденсаторах. Это существенно повышает себестоимость.

#### 2.4.7. Полумостовая схема тиристорного инвертора.

Применяются также полумостовая схема тиристорного инвертора (рис.2.30).

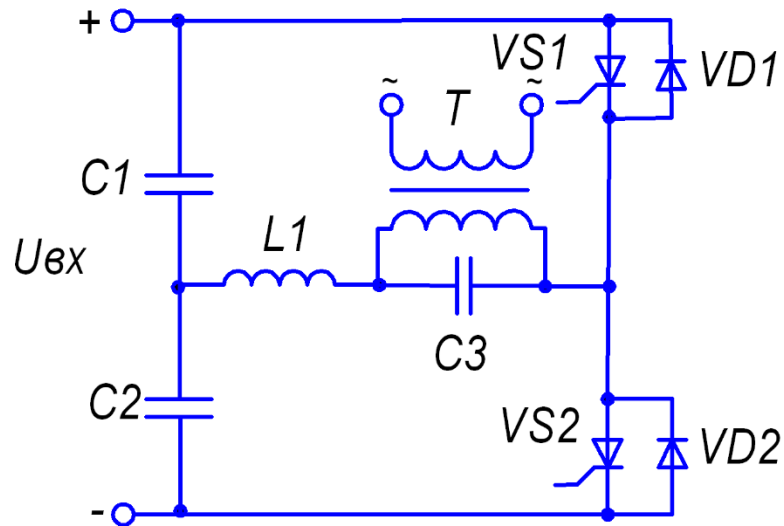


Рисунок 2.30.– Схема полумостового последовательного резонансного тиристорного инвертора.

На рис. 2.31 приведен график напряжения на конденсаторе  $U_C$  и тока тиристора  $I_{VS}$  в режиме прерывистого тока. Он соответствует режиму с резонансной частотой контура превышающей частоту частота импульсов управления тиристорами. В результате схема работает в режиме прерывистого тока (рис.2.31).

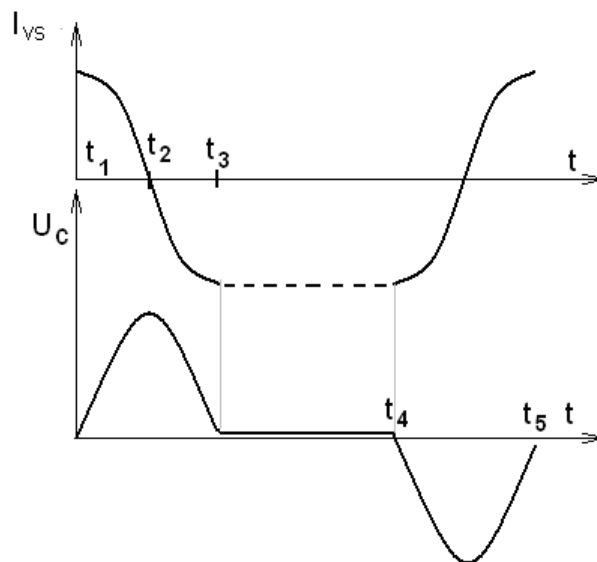


Рисунок 2.31. – График напряжения на конденсаторе  $U_C$  и тока тиристора  $I_{VS}$  в режиме прерывистого тока.



Для повышения качества выходного напряжения применяют режим с непрерывным током (рис.2.32).

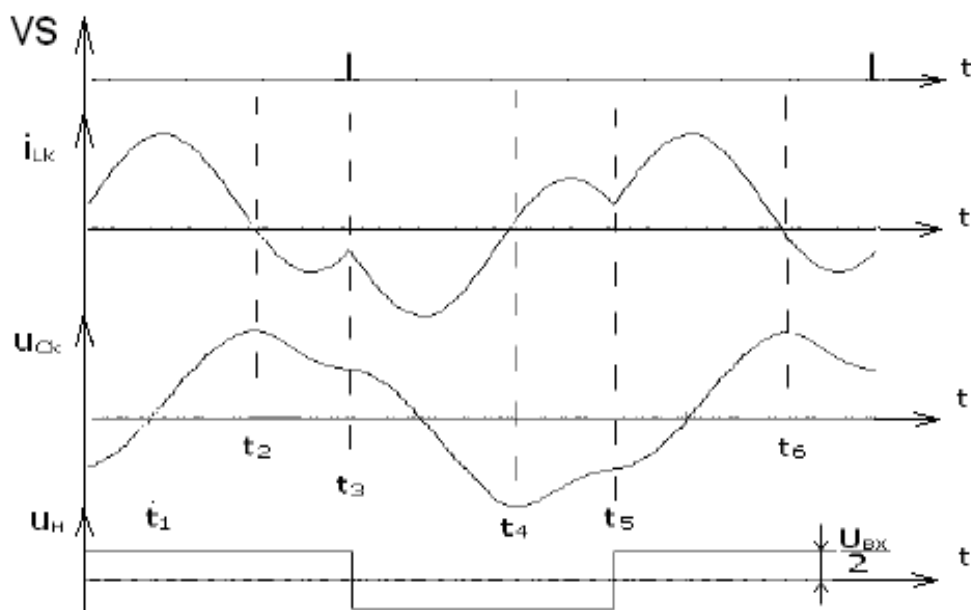


Рисунок 2.32. – Графики работы схемы в режиме непрерывного тока нагрузки.

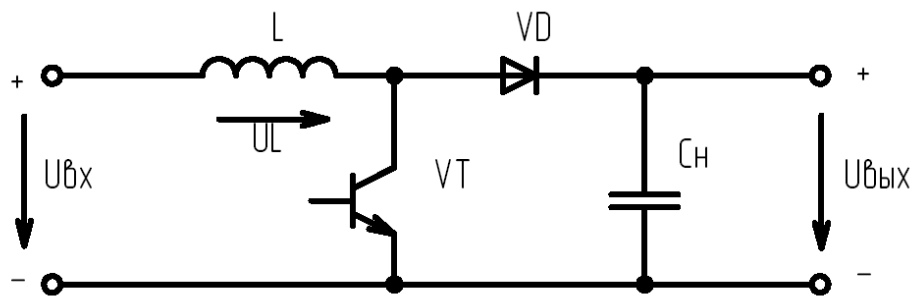
Вышеописанные тиристорные схемы применяются в основном в мощных схемах. Для схем малой и средней мощности более удобным будет использование схем инверторов на транзисторах.

## 2.5. Преобразователь постоянного напряжения (ППН).

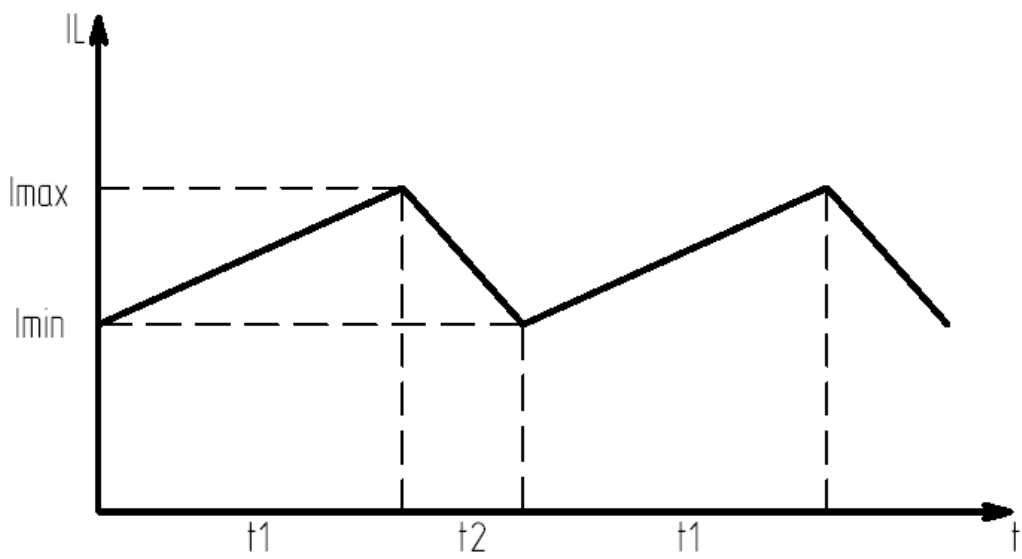
Схема заряда предназначена для заряда емкостного накопителя за заданное время до необходимого напряжения. Т.о. фактически схема заряда это преобразователь постоянного напряжения (ППН), способный работать на емкостную нагрузку.

Одним из возможных схемотехнических решений такого зарядного устройства является схема по рис. 2.33. Расчет такого зарядного устройства, выбор его элементов и алгоритмов работы широко описан в литературе [5,6,7].

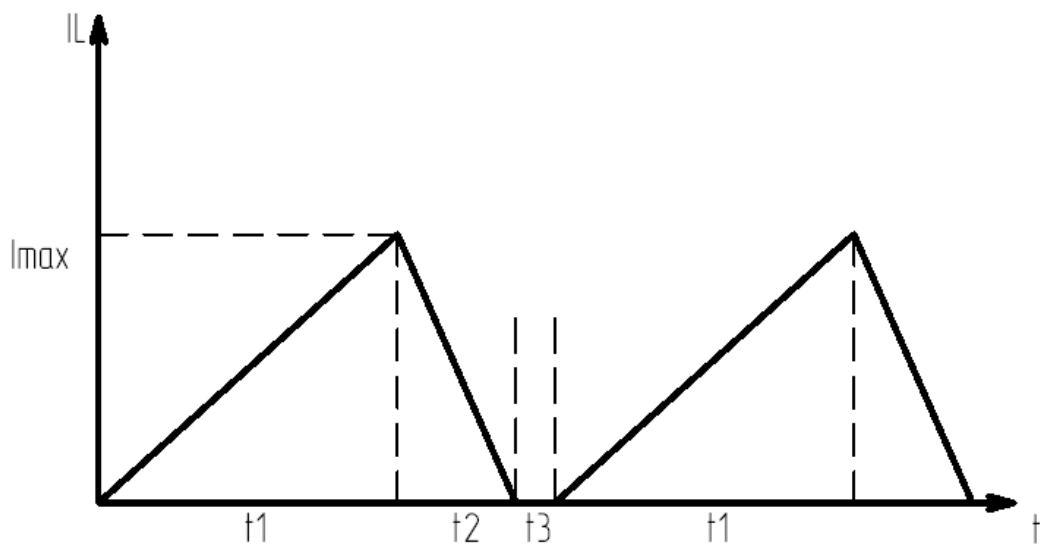
Работа ППН (рис.2.33а) происходит в два этапа. В течении времени  $t_1$  транзистор VT открыт, ток протекает по пути:  $+U_{вх} - L - VT - U_{вх}$  и увеличивается. В это время энергия в дросселе накапливается, т.к. к нему приложено положительное напряжение  $U_L = +U_{вх}$ , а диод VD закрыт. Далее транзистор VT закрывается, и в течении времени  $t_2$  ток протекает по цепи  $+U_{вх} - L - VD - U_{вых} - U_{вх}$  и уменьшается. В это время энергия, накопленная в дросселе, и из сети и сбрасывается в нагрузку. К дросселю приложено обратное напряжение  $U_{Ld} = U_{вх} - U_{вых}$ . Далее процессы повторяются. В зависимости от того, успевает ли ток дросселя уменьшиться до нуля за время  $t_2$  различают 2 режима работы – с непрерывным и прерывистым током (рис. 2.3б,в). Режим прерывистых токов отличается наличием промежутка времени  $t_3$  безтоковой паузы.



а) Силовая схема.



б) Временные диаграммы для случая непрерывных токов.



в) Временные диаграммы для случая прерывистых токов.

Рис. 2.33 - Повышающий ППН.

Повышающий ППН может работать только его выходное напряжение больше входного. В случае, когда выходное напряжение будет меньше входного напряжения, то диод откроется, дроссель насытится, и через них потечет значительный ток. Этот ток может привести к выходу из строя полупроводниковых приборов. Поэтому при разряде емкостной батареи до нуля (в процессе формирования разрядного импульса) необходимо отключать ППН от накопителя, используя для этого дополнительный ключевой элемент (например, тиристор, поставленный вместо диода VD). Так же возможно использование универсального ППН, запатентованного в НИЛ-6 ТГУ [8, 9], который способен работать в понижающем и повышающем режимах (рис. 2.34)

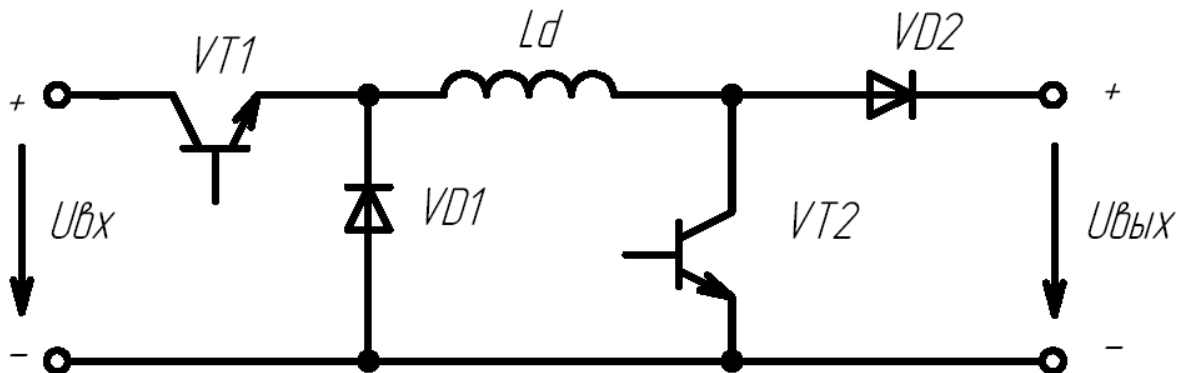
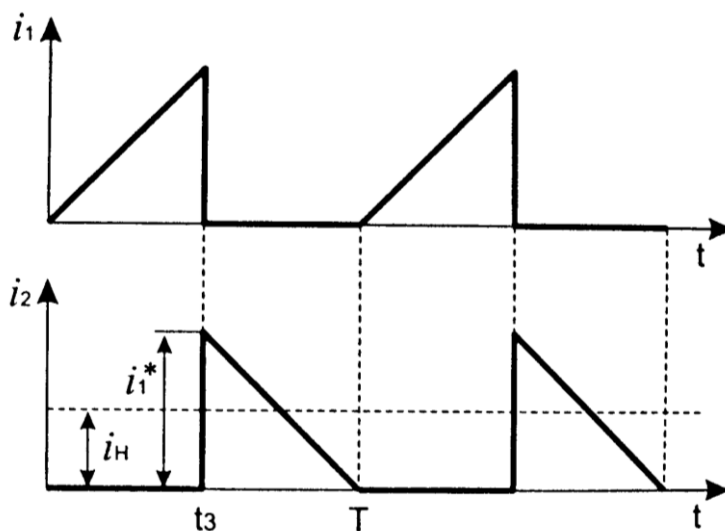
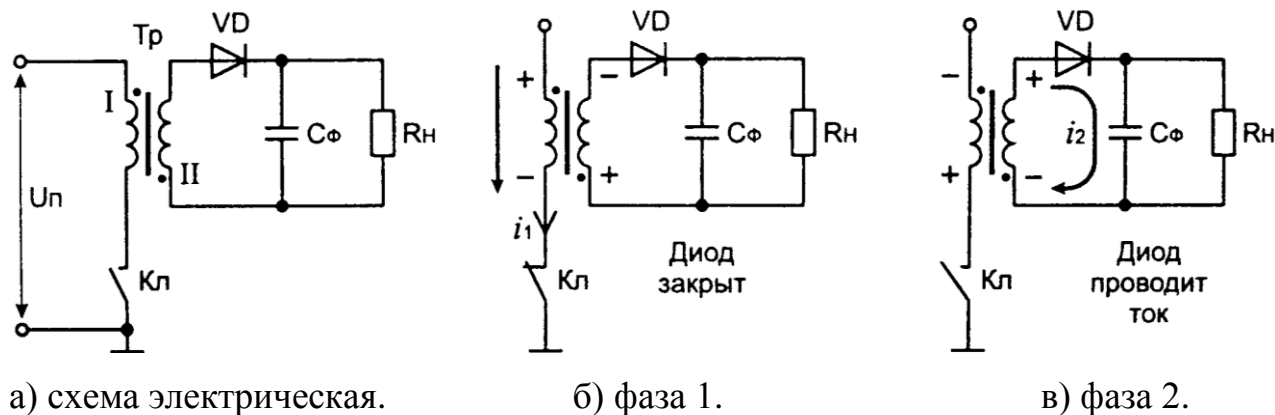


Рис. 2.34 - Универсальный (понижающе-повышающий) ППН.

К достоинствам таких ППН можно отнести простоту схемотехнических решений силовой части и алгоритмов управления.

Вышеописанный ППН не применяется для повышения напряжения более чем в 10 раз. В нашем случае необходимо повышать напряжение от 12 до 900В, следовательно вышеописанные ППН нам не подходят.

Основным способом, к которому прибегают для повышения напряжения более чем в 10 раз является использование преобразователя с повышающим трансформатором. Одной из таких схем является обратноходовой (fly-back) преобразователь (рис. 2.35) [10].



г) графики формы тока в первичной  $i_1$  и вторичной  $i_2$  обмотках.

Рис. 2.35 - Обратноходовая (fly-back) схема преобразователя.

В этой схеме трансформатор  $Tr$  является двух обмоточным накопительным дроссель, который имеющий определенный коэффициент трансформации. При ручном изготовлении его часто получают из обычного трансформатора, добавляя на пути магнитного потока немагнитный зазор

заданной толщины. В качестве ключа Кл обычно используется биполярный, полевой или IGBT транзистор.

Изменением коэффициента трансформации  $Tr$  можно изменять входное напряжение (повышать или уменьшать) в необходимое число раз. К достоинством схемы следует отнести ее простоту, малое количество транзисторов. К недостаткам – импульсный характер потребляемого из тока и необходимость изготовления (чаще всего вручную) накопительного дросселя - трансформатора  $Tr$ .

Для схемы, которая будет разрабатываться в данной работе наиболее подходящим является схемотехническое решение схемы заряда (рис. 2.36).

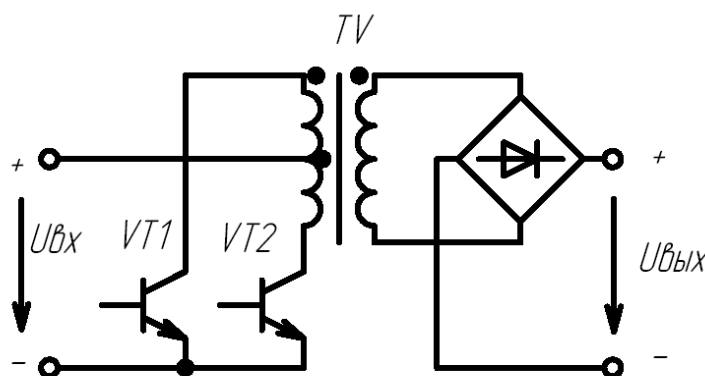


Рис. 2.36. – ППН с гальваноразвязкой.

Данная схема, названная «Электронный тяни-толкай», работает так: Транзисторы VT1, 2 открываются поочередно. Постоянное входное напряжение поочередно прикладывается к первичным полуобмоткам трансформатора  $TV$ . В результате на его вторичной обмотке появляется двуполярный меандр. Далее он выпрямляется в постоянное напряжение.

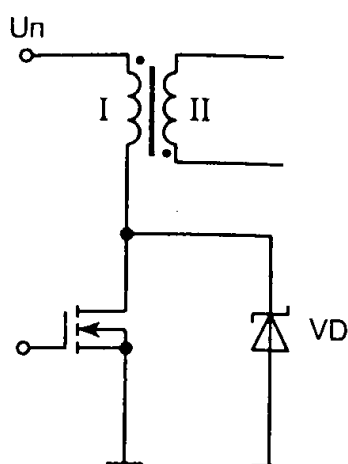
Отдельно необходимо рассмотреть вопрос защиты транзисторов от коммутационных перенапряжений, вызванных паразитными индуктивностями и быстрыми фронтами закрытия транзисторов [10,11].

Рассмотрим схемотехнические меры защиты транзисторов:

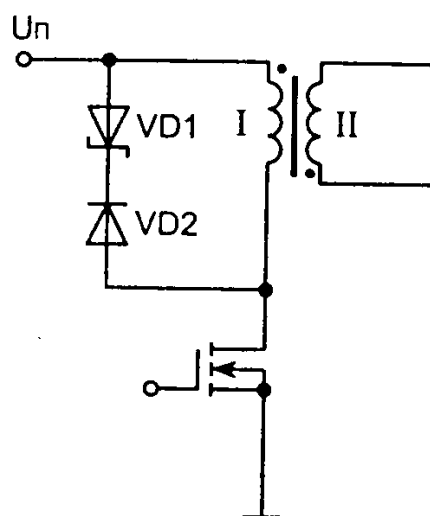
1. Использование ограничителя напряжения (установка параллельно с транзистором). В качестве ограничителей возможно использование варисторов или диодов NRANSIL (высоковольтных быстродействующих стабилитронов) (рис. 2.37а, б)

2. Использование снабберной RC-цепочки (под параллельностью имеется ввиду параллельность на схеме замещения по переменному току) (рис. 2.37в).

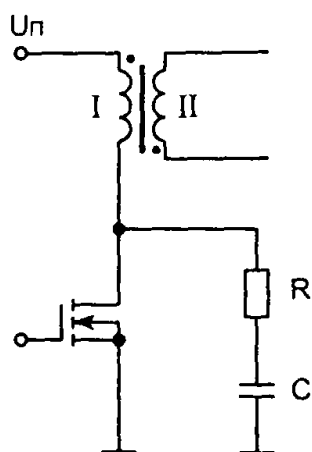
3. Использование демпфирующей RCD-цепочки (состоящей из диода, резистора и конденсатора) (рис. 2.37г). Такие цепочки иногда называют «фиксирующими».



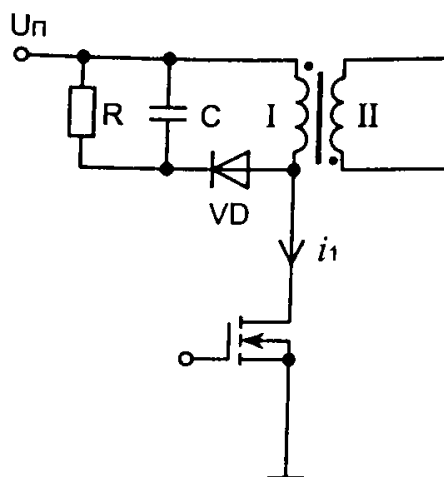
а) Использование защитного TRANSIL.



б) Использование TRANSIL для ограничения индуктивных выбросов.



в) Снаббер.



г) демпфирующая (фиксирующая) цепочка.

Рис.2.37 - Способы защиты транзистора от коммутационных перенапряжений.

Для защиты транзисторов выберем схему, построенную по рис. 2.37в. При экспериментальной отладке схемы необходимо будет осциллографом замерить форму напряжения на транзисторе и при наличии выбросов коммутационных перенапряжений изменить номиналы элементов цепочки,



либо дополнительно поставить параллельно транзистору ограничитель напряжения, как это сделано в рис. 2.37а.

Из вышеприведенного материала делаем вывод о целесообразности самостоятельной разработки зарядного устройства емкостного накопителя. Для создания такого устройства было бы неплохо опираться на заранее разработанную методику его разработки.

## 2.6. Умножители напряжения

Умножители напряжения применяются для увеличения переменного напряжения в несколько раз.

### 2.6.1. Симметричный удвоитель напряжения

Рассмотрим схему симметричного удвоителя (рис 2.38).

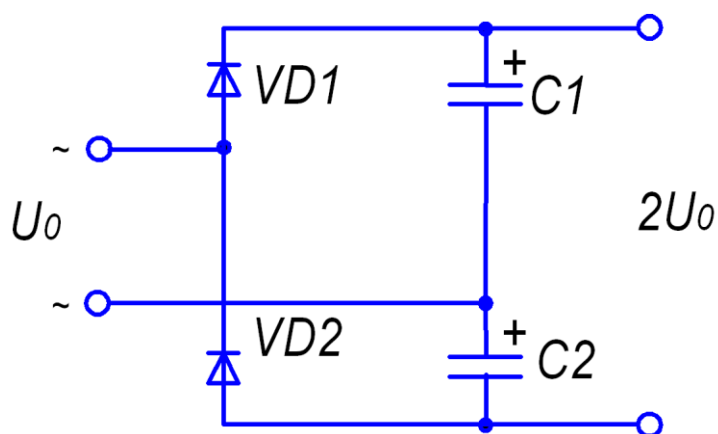


Рисунок 2.38. – Схема симметричного удвоителя напряжений.

Главное достоинство этой схемы – простота.

### 2.6.2. Схема несимметричного удвоителя напряжений

Схема несимметричного удвоителя напряжения приведена на рис.2.39.

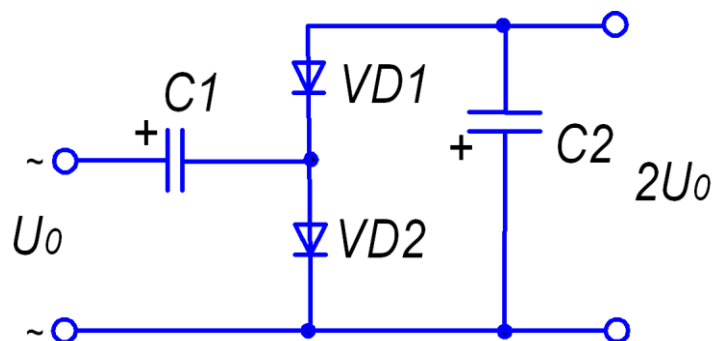


Рисунок 2.39. – Несимметричный удвоитель напряжений.

Емкости во всех удвоителях выбирают одинаковыми. Рабочее напряжение конденсаторов должно с запасом перекрывать показанное на схемах. Соответствующим образом необходимо выбирать и диоды. Чем больше ток необходимый в нагрузке, тем большую емкость должны иметь конденсаторы. Естественно, что при повышении напряжения с помощью диодно-емкостных умножителей ток нагрузки пропорционально снижается.

Разнообразие схем удвоителей очень велико. Зная основные принципы их построения, можно строить умножители различной кратности умножения.

Несимметричные схемы умножителей можно разделить на два типа: первого рода и второго рода.

Применяются также более сложные схемы умножения.

2.6.3. Несимметричный умножитель первого рода.

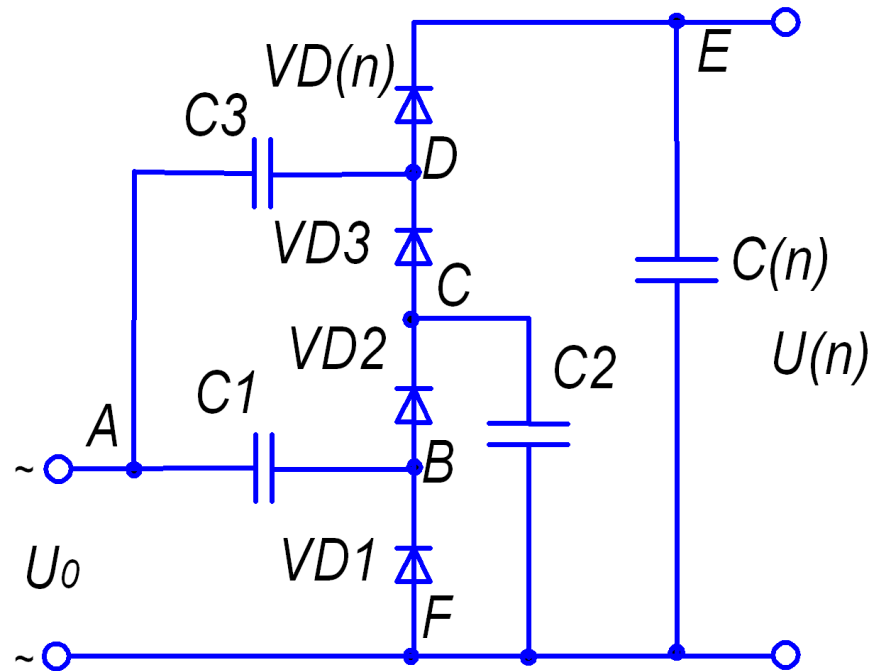


Рисунок 2.40. – Несимметричная схема умножения первого рода.

2.6.4. Несимметричный умножитель второго рода

Такая схема приведена на рисунке 2.41.

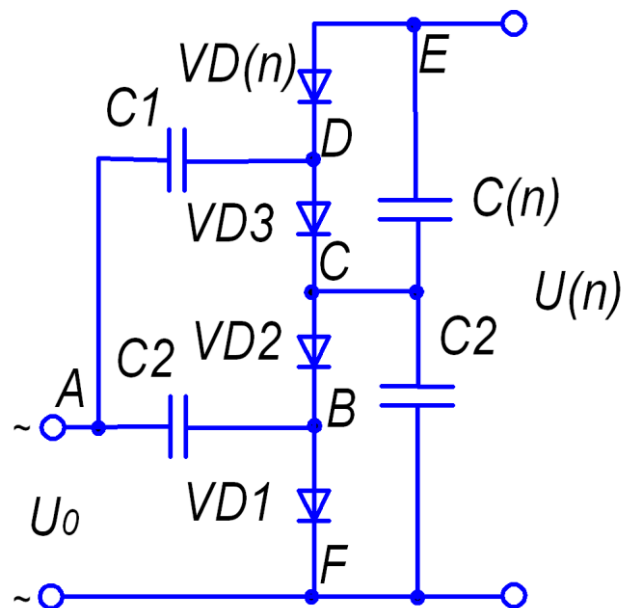


Рисунок 2.41 - Несимметричная схема умножения второго рода.

### 2.6.5. Симметричный умножитель напряжения.

Схема такого умножителя приведена на рис.2.42.

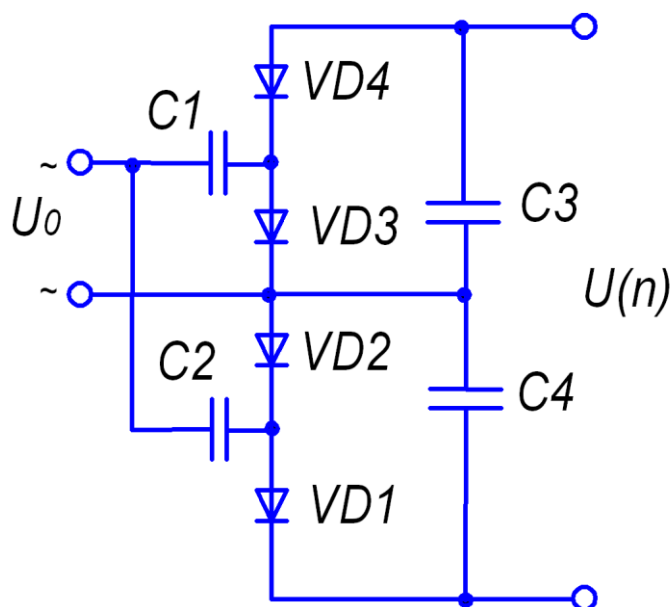


Рисунок 2.42 - Симметричная схема умножения напряжения.

Поскольку получение высоких напряжений непосредственно на выходе, затруднено, то имеется необходимость в повышении переменного напряжения, которые осуществляются с помощью трансформаторов и диодно-емкостных умножителей напряжения. Перечисленные методы повышения переменного напряжения для передачи энергии емкостному накопителю требуют применения выпрямителей. В ряде случаев для увеличения коэффициента усиления зарядного устройства по напряжению возможно каскадное включение некоторых таких элементов.

Если входной блок представляет собой нерегулируемые токоограничивающие дроссели, а выпрямитель неуправляемый, то в зарядном контуре после выпрямителя часто применяют дозаторы энергии – емкостные или индуктивные. При этом основной емкостной накопитель заряжается “дозами” энергии от накопителей-дозаторов малой энергии. Если

“доза” энергии и частота дозирования постоянны, то заряд осуществляется при потреблении неизменной в зарядном цикле мощности от источника питания.

Следует отметить, что функцию дозатора энергии может выполнять умножитель напряжения.

## **2.7. Методика проектирования систем заряда емкостных накопителей**

Опираясь на проведенный обзор предложим следующую методику проектирования систем заряда емкостных накопителей:

1. Выбор структурного решения (на основе проведенной классификации).
2. Выбор и расчет схмотехнических решений для каждого из блоков (на основе проведенного обзора и анализа).
3. Апробация разработанной схемы.

### **3. Разработка системы заряда емкостного накопителя**

Опишем и апробируем методику расчета систем заряда емкостного накопителя на конкретном примере.

Пользуясь разработанной блок-схемой алгоритма выбора структуры схемы (см. рис. 2.1), разработаем систему заряда, исходные данные которой приведены ниже.

Исходные данные к проекту.

Параметры нагрузки: номинальное напряжение 1000В.

Емкость накопителя 1200мкФ.

Время заряда 2с.

Первичный источник энергии: аккумулятор на 12В.

#### **3.1 Разработка и расчет силовой части схемы**

##### *3.1.1 Выбор схемотехнического решения.*

Так как питание осуществляется от постоянного источника, то на входе должен стоять инвертор либо ППН. Питание осуществляется от источника на 12В, на выходе должно быть 1000В, следовательно, повышать напряжение нужно более чем в 83 раз. Большинство схем ППН используют для повышения напряжения не более чем в 10 раз. При наших небольших мощностях в качестве инвертора оптимальным будет использование двухтактной схемы транзисторного инвертора с нулевой точкой.

##### *3.1.2 Разработка силовой принципиальной схемы.*

Силовая часть схемы изображена на рисунке 3.1.

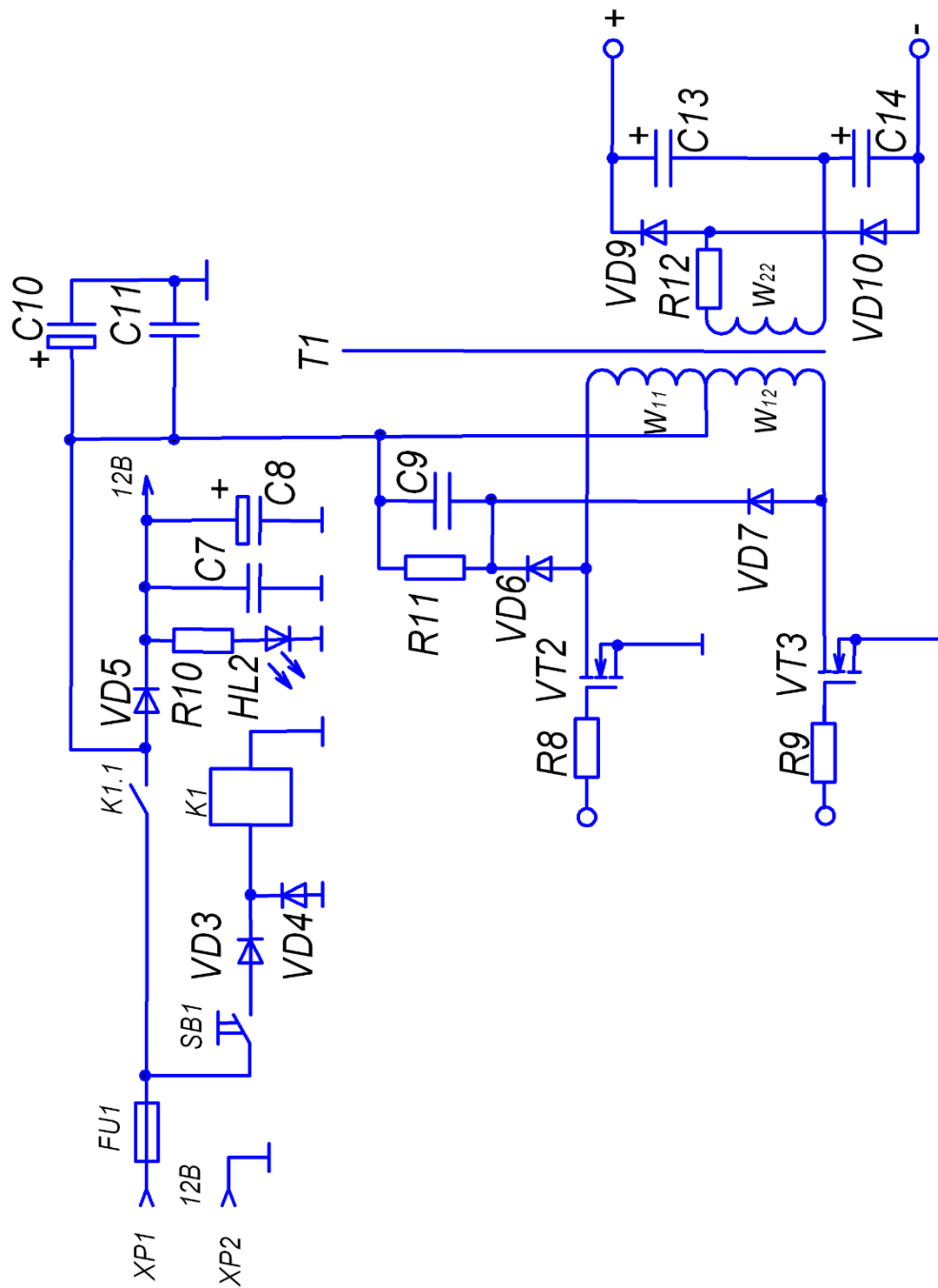


Рисунок 3.1 - Силовая схема системы заряда емкостного накопителя.

Схема (рис.3.1) работает следующим образом. На транзисторы VT2 и VT3 поочередно подаются импульсы управления (с паузой между импульсами), в результате чего на первичные полуобмотки трансформатора T1  $W_{11}$  и  $W_{12}$  поочередно подается напряжение +12В, которое трансформируется на вторичную обмотку  $W_2$ . Это двуполярное напряжение прямоугольной формы поступает на выпрямительный умножитель напряжения, построенный на элементах VD9,10; C13,14. Выпрямленное и умноженное в 2 напряжения заряжает емкостной накопитель.

В схеме изображена демпирующая цепочка на элементах VD6,VD7, R11,C9, она служит для уменьшения перенапряжений, вызванных наличием паразитных индуктивностей монтажа и трансформатора. Принцип их работы следующий. В момент закрытия транзистора VT2 (либо VT3) по первой полуобмотке протекает ток. В момент коммутации ток потечет в цепь диод VD6 – конденсатор C9, при этом на C9 повысится напряжение. Для разряда конденсатора C9 используется резистор R11. Энергия сбрасывается в конденсатор C9 по очереди с индуктивностями обмоток  $W_{11}$  и  $W_{12}$ .

### 3.1.3 Расчет силовой схемы.

Первичная сторона зарядного устройства

Зарядное устройство должно зарядить емкостной накопитель  $C_n$  1200мкФ до напряжения 1000В (энергии  $W=600$  Дж) за время  $t_{зар}=2$  с. Это означает, что средняя мощность заряда составит:

$$P_{зар} = W / t_{зар} = 600 / 2 = 300 \text{ Вт.} \quad (3.1)$$

Средний ток заряда составит:

$$I_{зар.ср} = P_{зар} / U_{п} = 300/12= 25 \text{ А,} \quad (3.2)$$



где  $U_{п}=12\text{ В}$  – напряжение питания;

В связи с импульсной формой зарядного тока зададимся действующим значением зарядного тока в 2 раза превышающим среднее значение:

$$I_{зар.д} = 2 \cdot I_{зар.ср} = 2 \cdot 25 = 50\text{ А.} \quad (3.3)$$

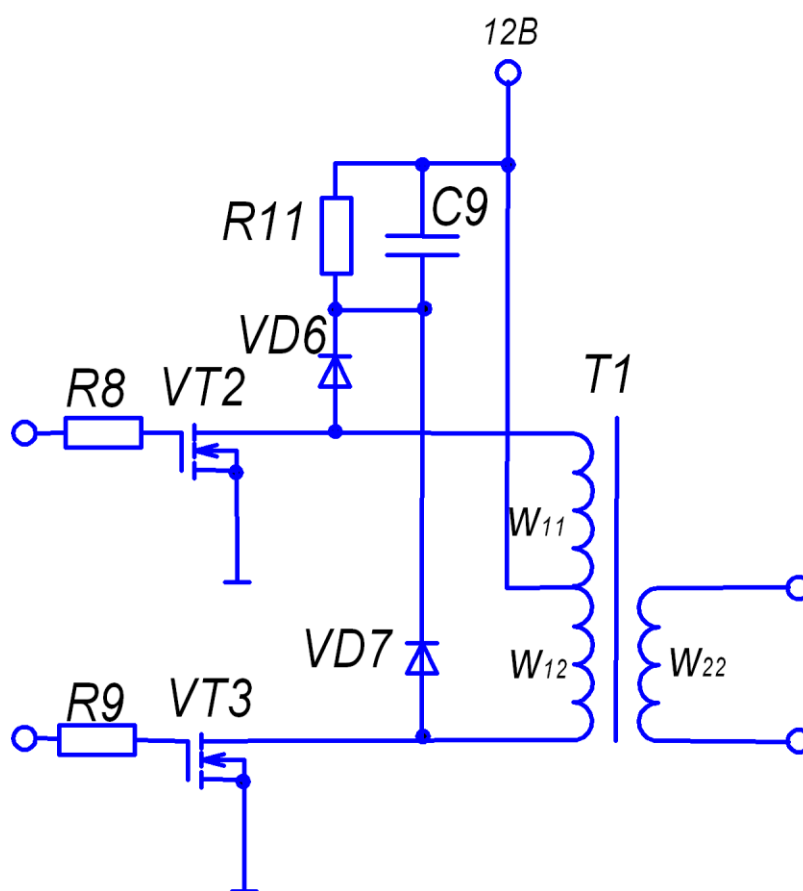


Рисунок 3.2 – Первичная сторона ЗУ.

Действующее значение тока, протекающего через каждый из транзисторов VT2,3:

$$I_{вт.д} = I_{зар.д} / \sqrt{2} = 50 / 1.41 = 35.46\text{ А} \quad (3.4)$$

Исходя из этого тока, в качестве силовых транзисторов VT2,3 выбрали полевые транзисторы IRF3205, параметры которых приведены ниже.

Таблица 3.1. – Основные параметры IRF3205.

Параметр	Значение
Структура	N-канал
Максимальное напряжение сток-исток $U_{си}$ , В.	55
Максимальный ток сток-исток при 25°C. $I_{си макс}$ , А.	110
Максимальное напряжение затвор-исток $U_{зи макс}$ , В.	$\pm 20$
Сопротивление канала в открытом состоянии $R_{си}$ вкл, мОм.	8
Максимальная рассеиваемая мощность $P_{си макс}$ , Вт.	200
Крутизна характеристики $S$ , мА/В	44000
Корпус	TO220AB
Пороговое напряжение на затворе	4

#### *Демпфирующая цепочка.*

Демпфирующая цепочка на элементах VD6,VD7, R11,C9 служит для сглаживания перенапряжений, вызванных наличием паразитных индуктивностей.

Выбрали их типы согласно практическому опыту проектирования подобных схем:

R11: МЛТ-1-360 Ом  $\pm 10\%$

C9: КМ 5Б Н30 22нФ

VD6,7: SF28 (Импульсные диоды, рассчитанные на 2А постоянного тока, 75А импульсного и максимальное обратное напряжение 600В)

Таблица 3.2. – Основные параметры диода SF28.

Параметр	Значение
Материал	кремний
Максимальное постоянное обратное напряжение, В.	600
Максимальное импульсное обратное напряжение, В.	720
Максимальный прямой (выпрямленный за полупериод) ток, А	2
Максимально допустимый прямой импульсный ток, А.	75
Максимальный обратный ток, мкА. 25гр.	5
Максимальное прямое напряжение, В. при 25гр.	1.25
Максимальное время обратного восстановления, мкс.	0.035
Рабочая температура, С.	-65...150
Способ монтажа	В отверст.
Корпус	DO15

### *Трансформатор.*

Трансформатор Т1 изготовим самостоятельно на основе двух чашечных (броневых) сердечников из феррита (рис.3.3а).

Зададимся максимальным напряжением, к которому будет стремиться напряжение на накопительной батарее при выходе из строя сигнала обратной связи  $U_{\max}=1100$  В.

С учетом наличия схемы удвоителя напряжения получим необходимый коэффициент трансформации:

$$K_T = U_{\max} / (U_{п \cdot 2}) = 1100 / (12 \cdot 2) = 46 \quad (3.5)$$

Действующее значение тока первичных обмоток  $W_{11}$  и  $W_{12}$  будет равно действующему значению тока через транзисторы  $I_{д1}=I_{вт.д}=35.46$  А, а действующее значение тока вторичной обмотки  $W_{22}$  – действующему значению зарядного тока, деленному на коэффициент трансформации  $K_T$ :

$$I_{2д}=I_{зар.д} / K_T=50 / 45.8 = 1.09 \text{ А.} \quad (3.6)$$

Зададимся плотностью тока в обмотках трансформатора  $J=10$  А/мм<sup>2</sup>. Исходя из индукций насыщения ферритов 0.3..0.4 Тл, зададимся амплитудой индукции  $B_m=0.3$  Тл. Далее методом последовательных итераций подберем число витков первичной обмотки  $w_1=3$  и рассчитаем трансформатор. Трансформатор будет изготовлен на основе двух чашечных (броневых) сердечников типа Ч48 (производство «Балтэлектронкомплекс» г. Санкт-Петербург). Основные геометрические размеры сердечника, обозначенные на рис.2.3.  $d_1=48.7\text{mm}$ ,  $d_2=39.5\text{mm}$ ,  $d_3=20.4\text{mm}$ ,  $d_4=7.3\text{mm}$ ,  $h_1=15.9\text{mm}$ ,  $h_2=10.3\text{mm}$ . Площади сечений  $S_1=12.8$  см<sup>2</sup>,  $S_2=5.7$  см<sup>2</sup>,  $S_3=3.6$  см<sup>2</sup>. Наименьшим сечением является площадь  $S_3$  поэтому в качестве расчетной примем  $S=S_3$ . Площадь паза под обмотку (для двух сердечников)  $S_p=1.97$  см<sup>2</sup>.

При работе трансформатора при подаче на него входного прямоугольного напряжения  $U$  индукция  $B$  будет меняться как показано на (рис. 2.3 б.) При этом максимально допустимое входное напряжение составит:

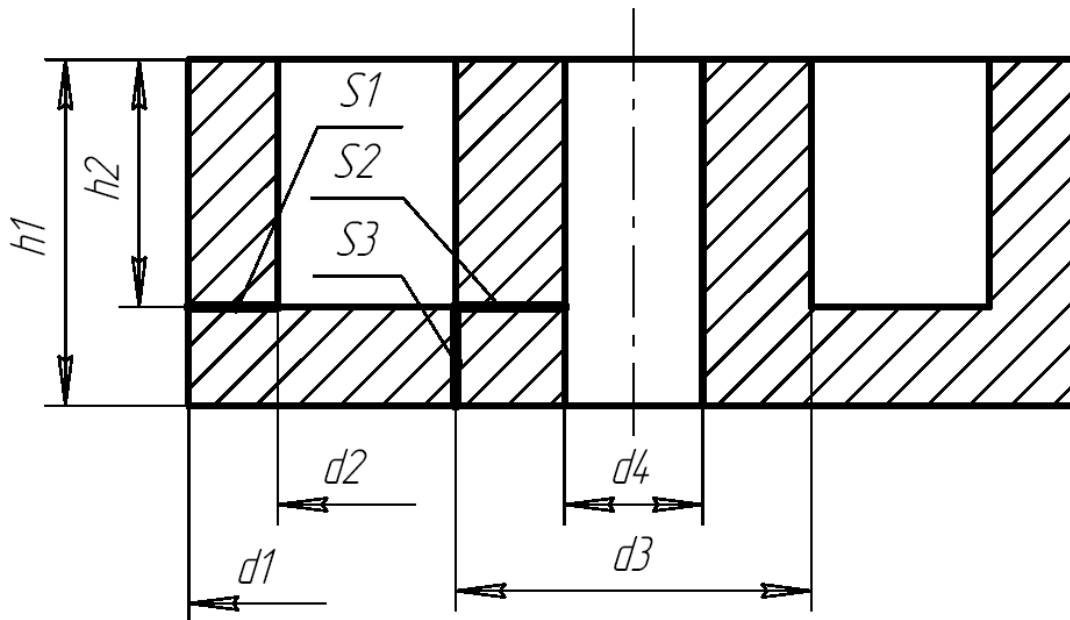
$$U_{вх.м} = \frac{d\psi}{dt} = w \cdot \frac{\Delta\Phi}{\Delta t} = \frac{2 \cdot B_m \cdot S \cdot w}{T/2} = 4 \cdot B_m \cdot S \cdot w \cdot f = 4 \cdot 0.3 \cdot 3.6 \cdot 10^{-4} \cdot 3 \cdot 100 \cdot 10^3 = 129.6 \text{ В} \quad (3.7)$$

Это напряжение больше напряжения питания  $U_p=12$  В, что необходимо для обеспечения запаса.

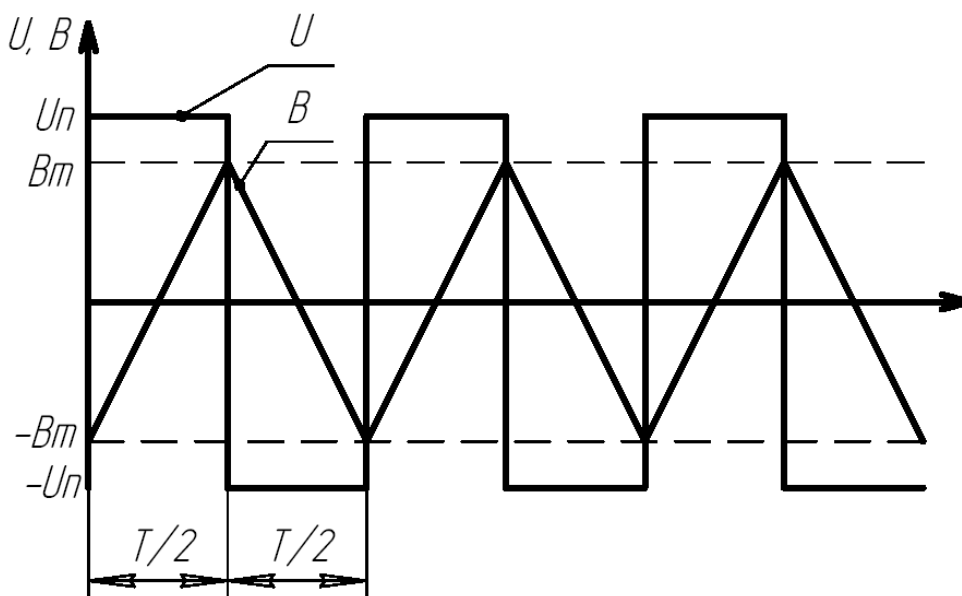
Необходимое сечение провода первичной обмотки

$$S_{cu1}' = \frac{I_{vt} \cdot d}{J} = \frac{35.46}{10} = 3.5 \text{ мм}^2 \quad (3.8)$$

Диаметр провода 2.12 мм



а) геометрические размеры броневое сердечника



б) Временные диаграммы входного напряжения  $U$  и индукции в сердечнике  $B$ .

Рисунок 3.3 – Трансформатор Т1.

Суммарное сечение меди двух первичных обмоток  $W_{11}$  и  $W_{12}$

$$Scu1 = 2 \cdot Scu1' \cdot w1 = 2 \cdot 3.5 \cdot 10^{-6} \cdot 3 = 0.21 \text{ см}^2 \quad (2.9)$$

Обмотки  $W_{11}$  и  $W_{12}$  должны быть симметричными, что обеспечивается одновременной их намоткой (сразу двумя проводами).

Число витков вторичной обмотки

$$w2 = Kt \cdot w1 = 46 \cdot 3 = 0137 \quad (3.10)$$

Необходимое сечение провода вторичной обмотки

$$Scu2' = \frac{I2\delta}{j} = \frac{1.09}{10} = 0.109 \text{ мм}^2 \quad (3.11)$$

Диаметр провода 0.38мм.

Сечение меди вторичной обмотки  $W_{22}$ :

$$Scu2 = Scu2' \cdot w2 = 0.109 \cdot 10^{-6} \cdot 137 = 0.149 \text{ см}^2 \quad (3.12)$$

Вторичная обмотка  $W_{21}$ , используемая для питания цепи обратной связи представляет собой 3 витка тонкого провода, закладывается в свободное место в связи с чем в расчетах ею пренебрежем.

Суммарная площадь сечения меди:

$$Scu = Scu1 + Scu2 = 0.21 + 0.149 = 0.359 \text{ см}^2 \quad (3.13)$$

Получившийся коэффициент заполнения паза медью

$$K_n = \frac{S_{cu}}{S_n} = \frac{0.359}{1.97} = 0.182 \quad (3.14)$$

Этот коэффициент меньше стандартного  $K_n = 0.25$ , которым задаются при ручном изготовлении трансформаторов, что сделано для простоты изготовления трансформатора и возможности использования более толстых проводов.

#### *Блок питания.*

Блок питания (рис. 3.4) работает следующим образом. Напряжение от первичного источника питания (аккумуляторной батареи) подключается к разъему 12В.

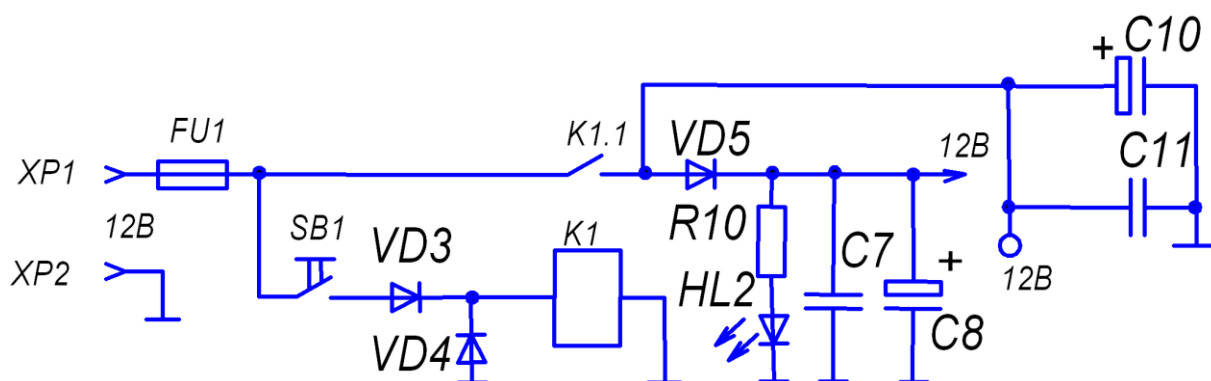


Рисунок 3.4 – Схема блока питания.

При включении тумблера SB1 «Питание», на реле K1 типа V23071A1009A132, (реле 12В/50А) подается питание и его контакты K1.1 замыкаются. Данное реле рассчитано на напряжение управления 12В. и способно коммутировать напряжение 12В. при токе 50А. Его основные параметры сведены в таблицу 3.3.

Таблица 3.3. – Основные параметры реле V23071A1009A132.

<b>Параметр</b>	<b>Значение</b>
Классификация реле по начальному состоянию	моностабильное
Классификация по числу коммутационных положений	двухпозиционное
Количество обмоток	1
Номинальное рабочее напряжение, В.	12
Контактный набор	1 замык.
Максимальное коммутируемое постоянное напряжение, В.	12
Максимальный коммутируемый постоянный ток, А.	50

Диод VD3 используется для защиты от неправильной полярности подключения напряжения питания.

Через диод VD4 замыкается ток индуктивности реле при размыкании тумблера SB1. Выбрали диоды типа SF28 (табл. 3.2)

Выбрали светодиод HL2 типа LS5360-K (кр), который сигнализирует о поданном питании.



Таблица 3.4. – Основные параметры светодиода LS5360-K

Параметр	Значение
Цвет свечения:	красный
Тип светодиода:	одноцветные
Минимальная сила света Iv мин, мКд:	7.1
Максимальная сила света Iv макс, мКд:	11.2
Длина волны, нм:	628
Видимый телесный угол, град:	50
при токе Iпр, mA:	10
Материал:	GaAlP
Цвет линзы:	цветная матовая
Максимальное прямое напряжение, В:	2.5
Максимальное обратное напряжение, В:	12
Максимальный импульсный прямой ток, mA:	500
Рабочая температура, C:	-55... 100
Производитель:	INF

Величину токоограничивающего резистора R10 выбрали исходя из номинального тока светодиода 10 mA:

$$R_{10} = (U_{п}-U_{д}) / I_{д} = (12-2.5) / 0.01 = 950\text{Ом}. \quad (3.15)$$

где  $U_{п} = 12 \text{ В}$ . – напряжение питания;

$U_{д} = 2.5 \text{ В}$ . – прямое падение напряжения на светодиоде;

$I_{д} = 10 \text{ mA}$ . – ток светодиода.

Выделяемая мощность:

$$P = R \cdot (I)^2 = 950 \cdot (0.01)^2 = 0.095 \text{ Вт}.$$

Выбрали резистор R10 типа МЛТ-0.25-0.91кОм±10%

Конденсаторы C7,C8,C10,C11 осуществляют фильтрацию напряжения питания, на основе практического опыта выбрали их:

C7: К 10-17Б 1.5 мкФ. × 25В.

C10: К 50-35 1000 мкФ. × 35 В.

C8: К 50-35 2200 мкФ. × 35 В.

C11: К 10-17Б 240 нФ. × 25В.

Благодаря диоду VD5 типа SF28 при отключении питания фильтрующие конденсаторы C10 и C11 разрядятся прежде, чем упадет уровень напряжения +12В, которое используется для формирования управляющих сигналов на транзисторы VT2 и VT3.

#### *Умножитель напряжения.*

Умножитель напряжения (рис. 3.5), построенный на элементах VD9,10; C13,14 подключен к обмотке W<sub>22</sub> трансформатора T1. Балластные емкости C13 и C14, равные Cб, определяют скорость заряда емкостного накопителя Cн. Заряд накопителя Cн происходит по экспоненциальному закону, постоянная которого зависит от отношения Cн / Cб. На основе практического опыта принимаем, что при Cн/Cб=10 напряжение Uсн достигает значения 1000В через N10=7 периодов входного напряжения.

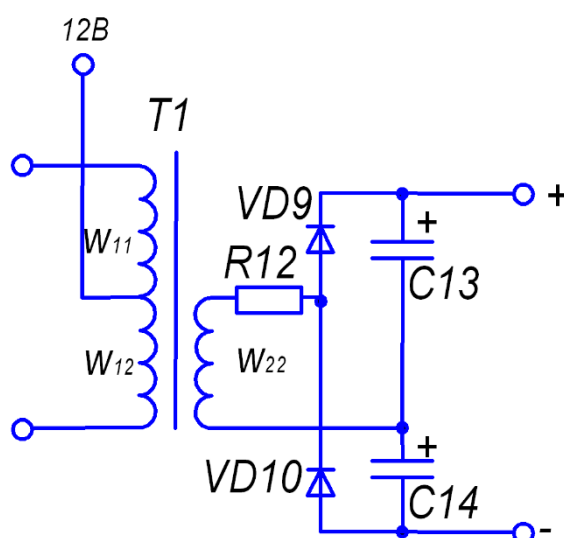


Рисунок 3.5. – Умножитель напряжения.

Для заряда емкостного накопителя за 2с. необходимое количество периодов составит:

$$N = t \cdot f = 2 \cdot 100 \cdot 10^3 = 2 \cdot 10^5, \quad (2.16)$$

Выразим необходимую величину  $C_b$  для времени заряда  $t_{зар} = 2с.$  при частоте  $f = 100$  кГц. и емкости накопителя  $C_H = 1200$  мкФ:

$$C_b = C_H \cdot N^{10} / (10 \cdot N) = 1200 \text{мкФ} \cdot 7 / (10 \cdot 2 \cdot 10^5) = 4.2 \text{нФ}. \quad (2.17)$$

Выбрали конденсаторы C13 и C14 типа K15-5 H20 4700пФ  $\times 1.6кВ.$

Ток заряда будет поочередно протекать через диоды VD9 и VD10. Это значит, что действующее значение тока в каждом из них в  $\sqrt{2}$  раз меньше действующего значения тока вторичной обмотки  $I_{2д} = 1,09А.$  и составит:

$$I_{VD,д} = I_{2д} / \sqrt{2} = 1.09 / 1.41 = 0.773 \text{ А}.$$

По величине этого тока выберем диоды типа CSD05120A (табл.3.5)

Таблица 2.5. – Основные параметры диода CSD05120A

Параметр	Значение
U <sub>мах</sub> , В:	1200
I <sub>пост</sub> , А	5
Корпус	ТО220-2

Рассчитаем элементы, ограничивающие амплитудные значения токов  
 Зададимся значением предельно допустимого импульсного амплитудного

тока первичной обмотки, ориентируясь на предельно допустимый ток транзисторов

$$I_{1M} = 110 \text{ А.}$$

Следует отметить, что транзисторы допускают кратковременное превышение этого значения, однако рекомендуется не превышать его для обеспечения надежности схемы.

Тогда предельный импульсный ток вторичной обмотки составит

$$I_{2M} = I_{1M} / K_T = 110 / 45.8 = 2.4 \text{ А.} \quad (2.18)$$

Рассчитаем токоограничительный резистор R12, призванный уменьшить амплитуду бросков тока. Зададимся его максимальной мощностью P = 6 Вт. и найдем его максимальное сопротивление:

$$R_{12} = P / I_{2M}^2 = 6 / 1.09^2 = 5.05 \text{ Ом.} \quad (2.19)$$

Выберем тип резистора SQP (резистор в керамическом корпусе):

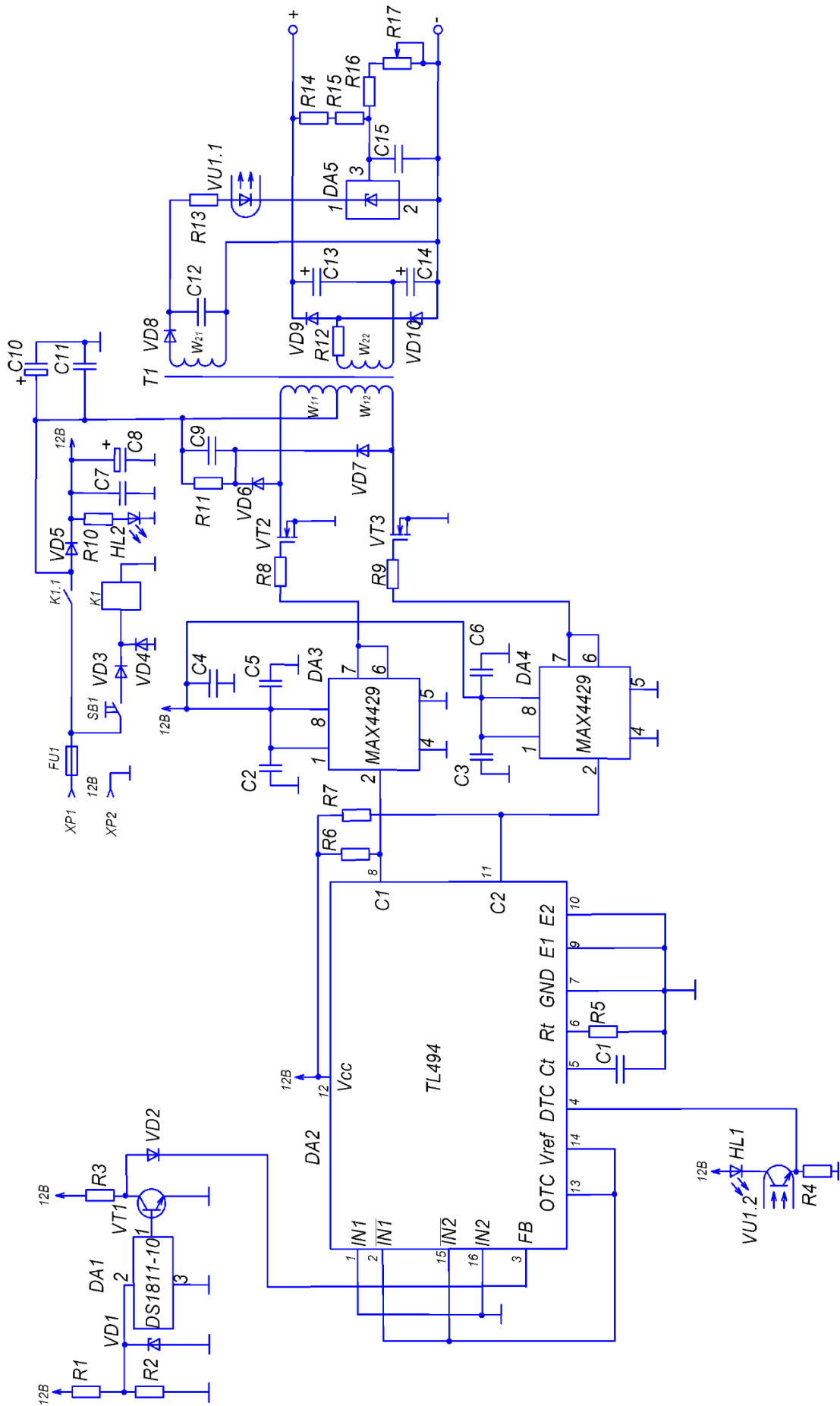
R12: SQP 5 Ом. 10Вт.

## **3.2 Разработка и расчет схемы управления**

### *3.2.1 Разработка принципиальной схемы системы управления.*

Система управления (рис.3.7) собрана на микросхеме DA2 (TL494). Частота генерации выходных импульсов задаются элементами C1,R5, работа осуществляется в двухтактном режиме. Конфигурация выходов - по схеме с общим эмиттером. Выходы микросхемы C1,C2 подключены к входам драйверов DA3,DA4 (MAX4429), следует отметить, что выхода драйверов DA3,DA4 инвертирующие, следовательно импульсы с микросхемы DA2 усиленные и инвертированные, поступают на управляющие электроды

транзисторов VT2,VT3. Обратная связь осуществляется на элементах VD8,C12,R13,VU1,DA5,C15,R14-R17,HL1,R4.Когда напряжение на входе 3 DA5 станет 2.5 (это напряжение задается делителем R14-R17) микросхема станет проводить ток, следовательно, через оптопару потечет ток ограниченный резистором R13. С резистора R4 снимается сигнал поступающий на вход 4 микросхемы DA2, в открытом состоянии оптопары с R4 снимается сигнал равный 9.1В., что соответствует нулевой длительности выходных импульсов. В схеме присутствует защита от пониженного напряжения питания, собранная на элементах R1,R2,VD1,DA1,VT1,R3,VD2, при опускании напряжения питания менее 9.2 В. на выходе микросхеме DA1 низкий уровень и транзистор VT1 закрывается, на входе FB 9.2В., что соответствует нулевой длительности выходных импульсов.



Рисунк 3.7 - Принципиальная электрическая схема системы заряда.

Работу схемы иллюстрирует блок-схема на рисунке 3.6.

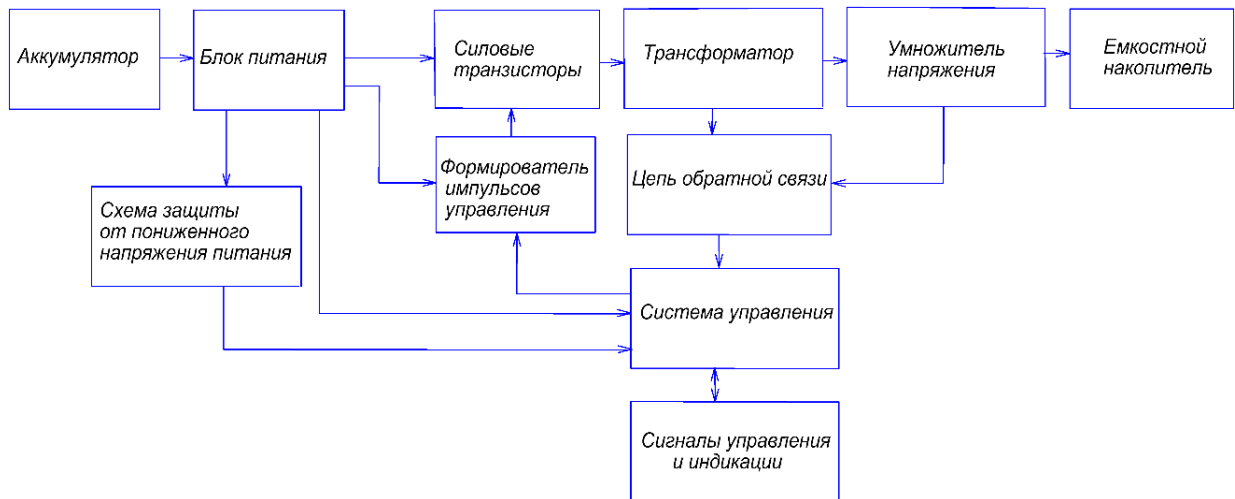


Рисунок 3.6 – Блок-схема работы системы заряда.

### 3.2.2 Расчет схемы управления.

#### Микросхемы управления.

Выбрали микросхему TL494CN (рис. 3.8, 3.9; табл.3.6). Микросхема представляет из себя ШИМ-контроллер импульсного источника питания, работающий на фиксированной частоте, и включает в себя все необходимые для этого блоки.

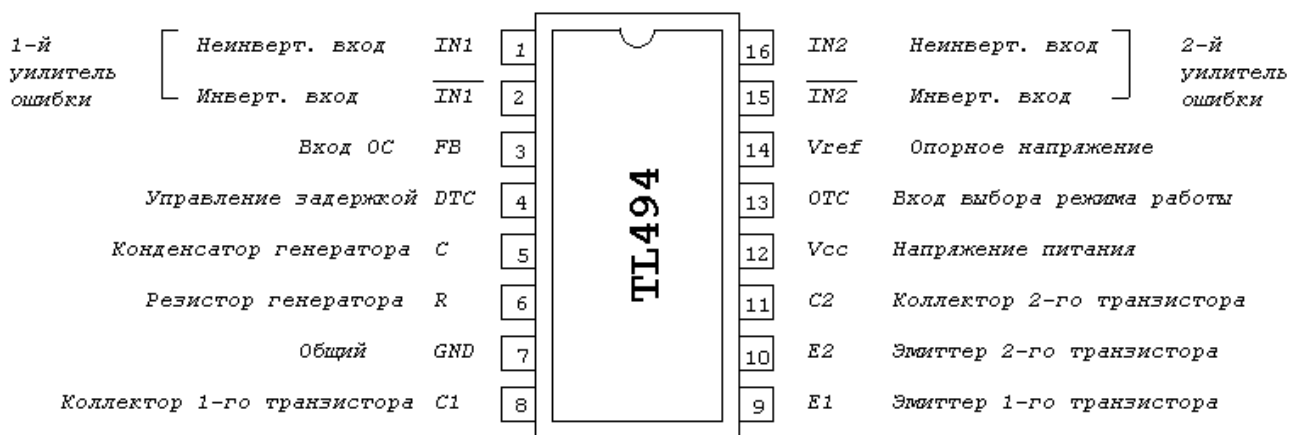


Рисунок 3.8 - Цоколевка корпуса.

Таблица 3.6. – Параметры TL494CN

Параметр	Значение
Напряжение питания	41В.
Общая мощность рассеивания в непрерывном режиме	1Вт.
Выходное напряжение коллектора	41В.
Выходной ток коллектора	250мА.
Входное напряжение усилителя	(Vcc+0.3)В.
Диапазон температур хранения	-65...+150С.

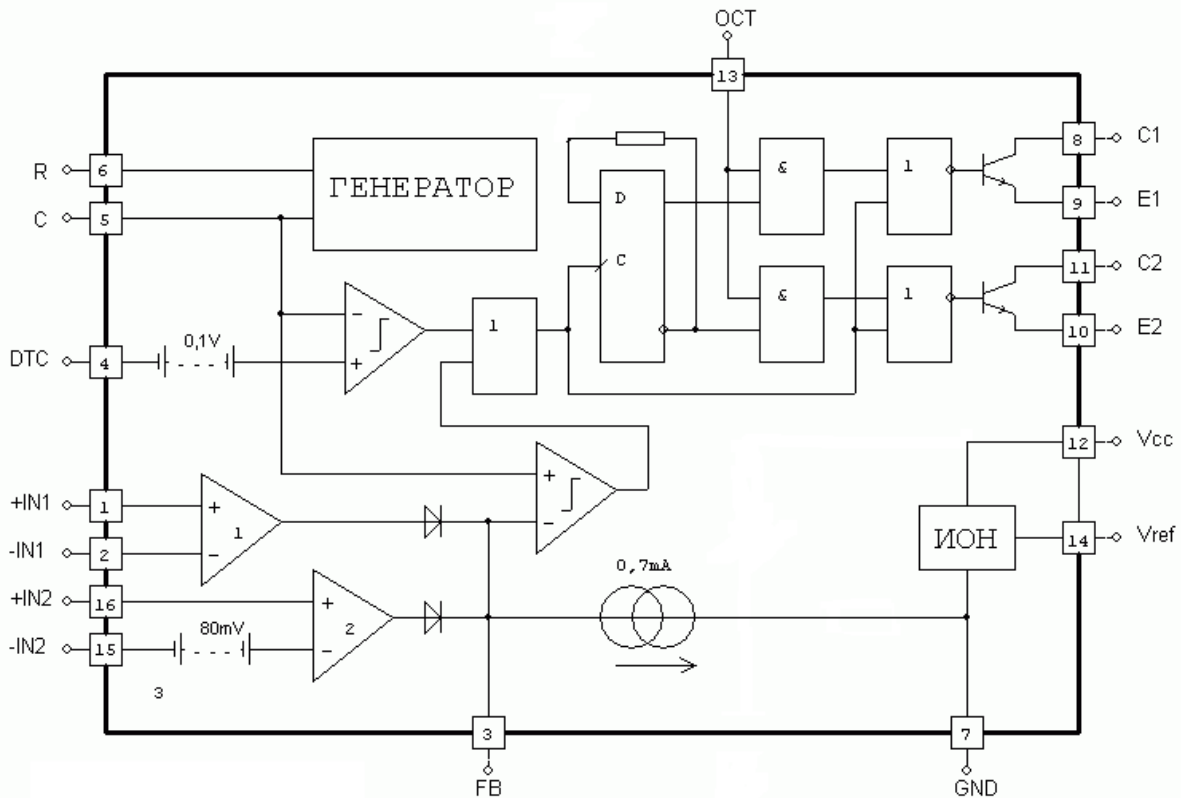


Рисунок 3.9 – Структурная схема микросхемы TL494CN.

Временные диаграммы работы микросхемы изображены на рис. 3.10, а его схема подключения на рис. 3.11.



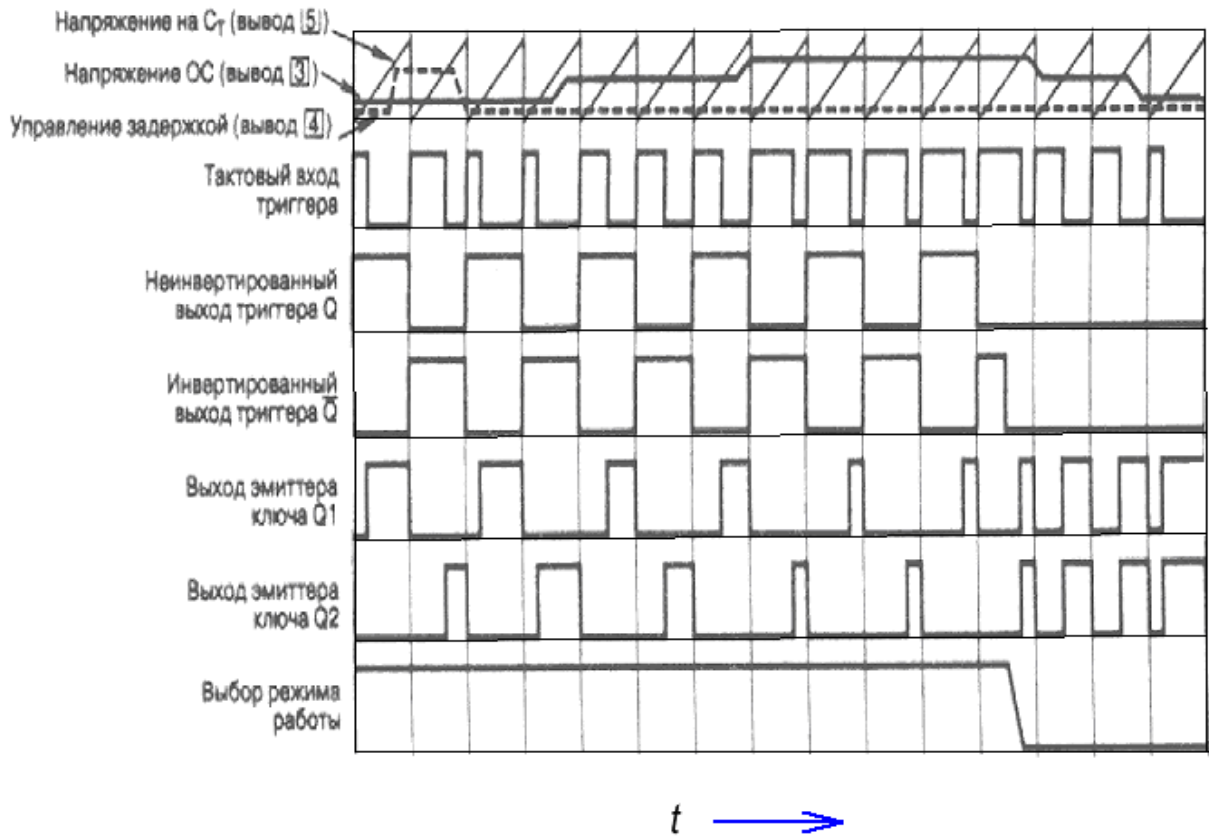


Рисунок 3.10 – Временные диаграммы.

Выходная частота для двухтактного режима работы определяется по формуле:

$$f = 1.1/2(R \cdot C) \quad (3.18)$$

Задавшись частотой импульсов  $f=100$  кГц, рассчитали произведение  $R \cdot C$

$$R \cdot C = 1.1/(f \cdot 2) = 1.1/(100 \cdot 10^3 \cdot 2) = 5 \cdot 10^{-6} \quad (3.19)$$

Задавшись величиной  $R_5=1$ кОм, нашли необходимую величину  $C_1$ :

$$C_1 = 5.5 \cdot 10^{-6}/1000 = 5 \text{ нФ}. \quad (3.20)$$

Выделяемая мощность

$$P=R \cdot (I)^2= 1000 \cdot (0.01)^2= 0.1 \text{ Вт.} \quad (3.21)$$

Выбрали резистор R5 типа МЛТ-0.25-1кОм±10%

Выбрали C1 C1: К10-17А М1500 4700пФ, 5%

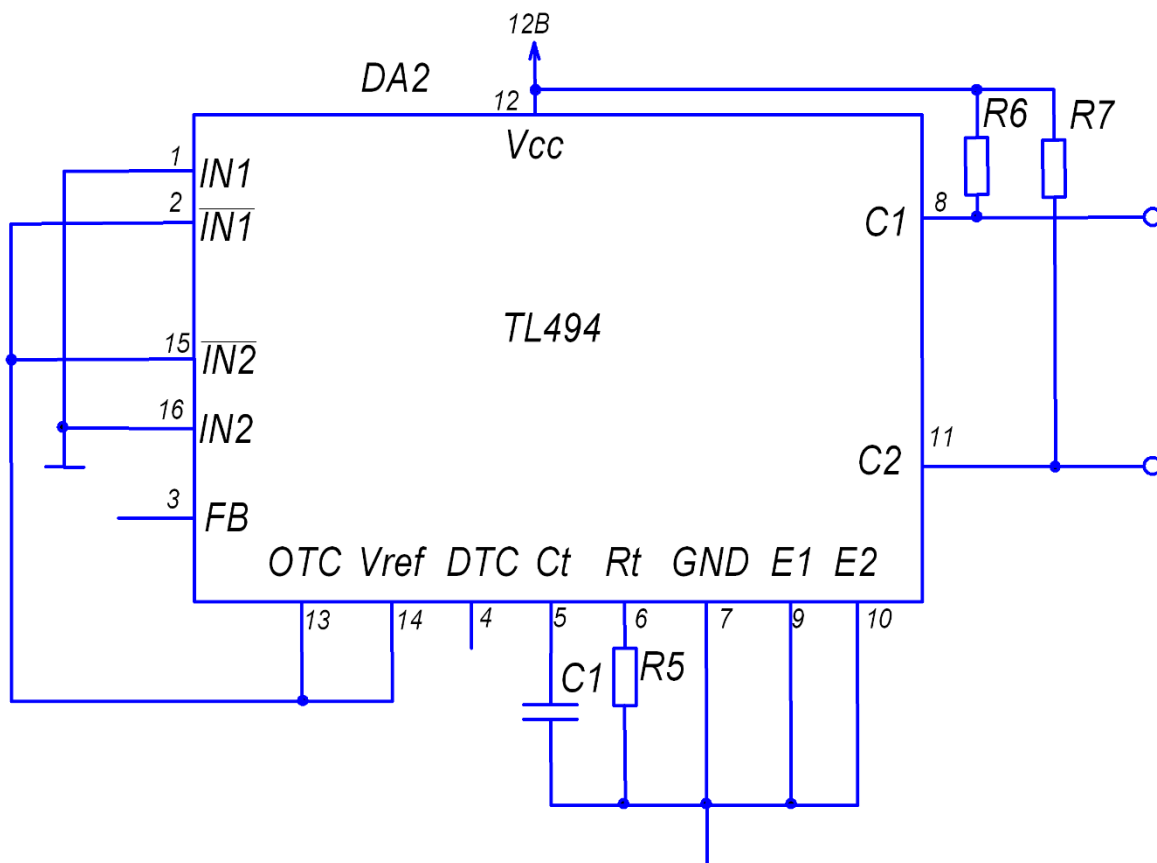


Рисунок 3.11 - Схема подключения микросхемы TL494.

Рассчитаем резисторы R6,R7 следующим образом:

$$R6=R7=(U_{п}-U_{кэ})/I_{вых.макс.} = (12-0.4)/10\text{мА} = 1160 \text{ Ом.} \quad (3.22)$$

Выделяемая мощность:

$$P=R \cdot (I)^2= 1160 \cdot (0.01)^2= 0.116 \text{ Вт} \quad (3.23)$$

Выбрали резисторы типа МЛТ-0.125-1.2 кОм±10%

С выходов микросхемы TL494CN импульсы подаются на драйверы DA2,DA3 типа MAX4429CPA где они усиливаются и инвертируются.

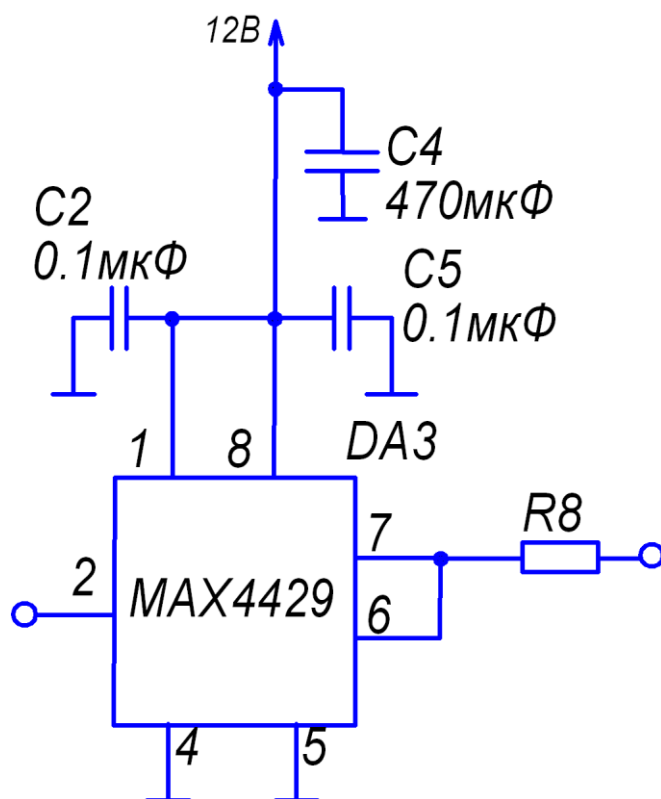


Рисунок 3.12 – Драйвер MAX4429CPA.

Микросхемы DA2,DA3 типа MAX4429CPA являются одноканальными драйверами, предназначенным для управления полевыми транзисторами (табл.3.7).

Конденсаторы C2,C4,C5, а также C3 и C6 выбраны согласно рекомендациям C2,C5,C3,C6 : K73-17 0.1 мкФ × 63В, C4: K50-35 470 мкФ × 16В

Таблица 3.7. – Основные параметры драйвера МАХ4429СРА

Параметр	Значение
Напряжение питания, В.	4.5...18
Напряжение “логической единицы” по входу, В.	2.4
Напряжение “логического нуля” по входу, В.	0.8
Максимальный выходной ток, А.	6
Время включения, нсек.	25
Время выключения, нсек.	25

Выбрали токоограничительные резисторы R8,R9 согласно рекомендациям R8,R9: МЛТ-0.5-0.01кОм±10%

Схема обратной связи.

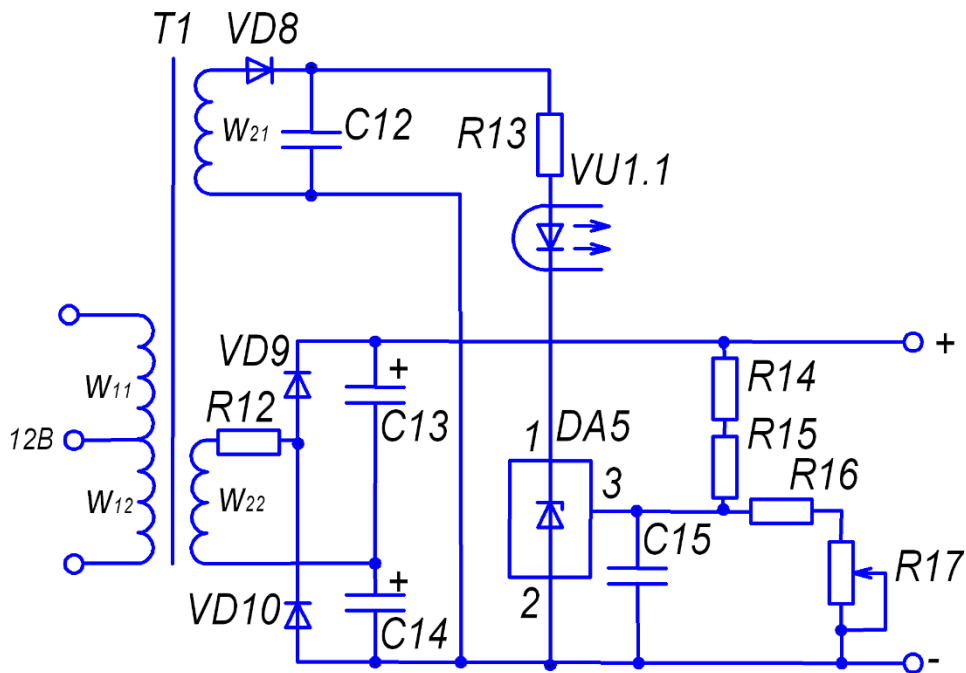


Рисунок 3.13 – Схема обратной связи.

Схема обратной связи питается от дополнительной вторичной обмотки III трансформатора T1. Обмотка имеет 3 витка (как и первичная), а напряжение на ней составляет 12 В.. Напряжение на выходе умножителя

делится делителем (R14-R17) и подается на микросхему DA5 типа TL431CLP.

Таблица 3.8. – Основные параметры микросхемы TL431CLP.

Параметр	Значение
Максимальное напряжение “катод-анод”, В.	37
Максимальный ток катода, мА.	150
Минимальное напряжение стабилизации, В.	2.5
Корпус	ТО-92

Микросхема DA5 работает следующим образом: если напряжение на входе 3 DA5 меньше опорного 2.5 В., то микросхема не пропускает ток; если больше, то выход один оказывается соединенным с выходом 2, ток протекает через оптопару V1. Подстроечный резистор R17 позволит изменять величину стабилизированного напряжения. Предположим, что максимальное напряжение составит 1100 В.

Выбрав величину резисторов R14 и R15 по 500 кОм, рассчитаем выделяемую на нем мощность:

$$P = (U/2)^2/R = (1100/2)^2/1000000 = 0.3 \text{ Вт.} \quad (3.24)$$

Выбрали резисторы R14,R15: МЛТ-1-510 кОм±5%.

Величину резистора R16 найдем из пропорции:

$$1100 / (R14+R15) = 2.5 / R16 \quad (3.25)$$

$$R16 = 2273 \approx 2.3 \text{ кОм.}$$

Выбрали R16: МЛТ-0.25-2.4 кОм±5%.

Для возможности уменьшать напряжение на накопителе поставили последовательно с ним переменный резистор R17– 1 кОм. типа TVR-065CA

Таблица 3.9. – Основные параметры подстроечного резистора TVR-065CA.

Параметр	Значение
Модель	TVR
Тип проводника	Мет.кер.
Номин.сопротивление	1
Единица измерения	кОм.
Точность, %	20
Функциональная характеристика	В.
Номин.мощность, Вт.	0.3
Макс.рабочее напряжение, В.	250
Рабочая температура, С.	-30...100
Количество оборотов	<1
Угол поворота движка	200
Способ монтажа	печатный

Выбрали С15 К10-17Б 0.015мкФ, 5%

Когда протекает ток через оптотару VU1(табл. 3.10), он ограничивается резистором R13. Зададимся величиной этого тока I=30 мА.

Тогда величина R13 составит:

$$R13=12 В /30 мА =400Ом. \quad (3.26)$$

Выделяемая мощность

$$P=R \cdot (I)^2= 400 \cdot (0.03)^2= 0.36 Вт \quad (3.27)$$

Выбрали резистор R13 типа МЛТ-0.5-0.43кОм±10%

Таблица 3.10. – Основные параметры оптопары РС817В.

Параметр	Значение
Постоянное прямое входное напряжение $U_{вх}$ , В:	1.2
при входном токе $I_{вх}$ , мА:	20
Максимальный входной ток $I_{вх.макс}$ , мА:	50
Максимальный импульсный входной ток $I_{вх.имп.макс}$ , мА:	1000
Максимальное входное обратное напряжение $U_{вх.обр.макс}$ , В:	5
Выходной каскад:	бипол. транз.
Кoeffициент передачи тока CTR,%, макс.:	600
при входном токе $I_{вх}$ , мА:	5
Максимальный выходной ток $I_{вых.макс}$ , мА:	50
Максимальное выходное обратное напряжение $U_{вых.обр.макс}$ , В:	6
Максимальное выходное коммутируемое напряжение $U_{вых.ком.макс}$ , В:	35
Время нарастания выходного сигнала $t_{нр}$ , мкс:	2.4
Время спада выходного сигнала $t_{сп}$ , мкс:	2.4
Корпус	PDIP-4

Диод VD8 выбрали типа SF28(табл. 3.2).

Для сглаживания выбрали конденсатор C12: К 50-35 10 мкФ × 35 В

Выбрали светодиод HL1 типа LS5360-K для сигнализации “готовность”

Резистор R4 рассчитаем следующим образом:

Исходя из коэффициента передачи оптопары 600% и номинального тока светодиода, зададимся током  $I = 10\text{мА}$ , тогда

$$R4 = (U_{п}-U_{д}-U_{кэ}) / I = (12-2.5-0.4) / 0.01=910\text{Ом} \quad (3.28)$$

Где  $U_{д} = 2.5 \text{ В}$  - падение напряжения на светодиоде

$U_{кэ} = 0.4 \text{ В}$  - падение напряжения в открытом состоянии на выходе оптопары

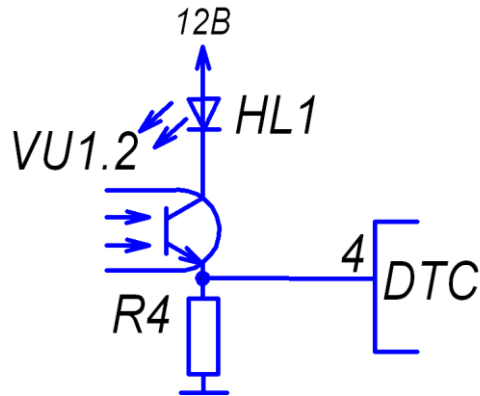


Рисунок 3.14 – Схема подключения обратной связи

В закрытом состоянии VU1 на входе DTC низкий уровень напряжения, при открытии оптопары начинает протекать ток, загорается светодиод HL1 и на входе DTC высокий уровень, что соответствует нулевой длительности импульсов на выходе микросхемы.

Выделяемая мощность:

$$P4 = R4 \cdot (I)^2 = 910 \cdot (0.01)^2 = 0.091 \text{ Вт} \quad (3.29)$$

Выбрали резистор R4 типа МЛТ-0.125-0.91кОм±10%

*Защита от пониженного напряжения питания.*



В схеме (рис. 3.15) будем использовать микросхему DS1811-10 (табл. 3.11). Для задания напряжения питания используем делитель на резисторах R1 и R2. Рассчитаем делитель, используя пропорции.

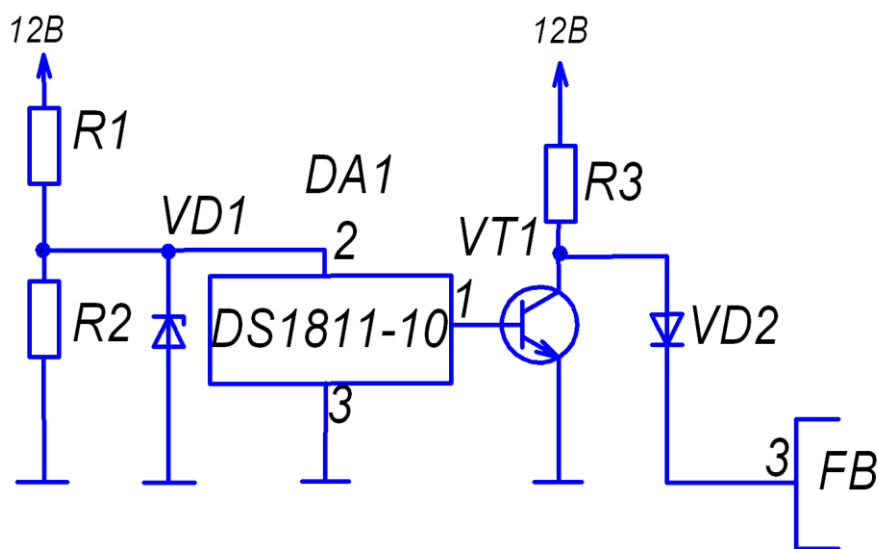


Рисунок 3.15 – Схема защиты от пониженного напряжения питания.

Таблица 3.11. – Основные параметры микросхемы DS1811-10

Параметр	Значение
Порог срабатывания, В.	4.35
Точность срабатывания, %	2.5
Минимальное время срабатывания, мс.	100
Мин напряжение питания, В.	1.2
Макс. ток потребления, мкА.	40
Температурный диапазон, С.	-40...+85
Тип корпуса	TO92

Зададимся минимальным порогом напряжения питания 9.2В., учитывая, что порог срабатывания микросхемы DS1811-10 4.35В, и сопротивлением R1=1200 Ом тогда:

$$(9.2-4.35)/R1 = 4.35/R2 \quad (3.30)$$

$$R2 = (4.35 \cdot 1200)/4.85 = 1076 \text{ Ом.} \quad (3.31)$$

При питании в 12 В. напряжение:

$$U_{r2} = (12 \cdot 1076) / (1076 + 1200) = 5.67 \text{ В.} \quad (3.32)$$

Максимальное напряжение питания микросхемы DS1811-10  $U_{cc} = 7 \text{ В.}$

Для стабилизации напряжения выбрали стабилитрон BZX55C6V2 (табл.3.12)

Таблица 3.12 – Основные параметры стабилитрона BZX55C6V2.

Параметр	Значение
Мощность рассеяния, Вт.	0.5
Минимальное напряжение стабилизации, В.	5.8
Номинальное напряжение стабилизации, В.	6.2
Максимальное напряжение стабилизации, В.	6.6
Статическое сопротивление $R_{ст.}$ , Ом.	10
при токе $I_{ст.}$ , мА.	5
Температурный коэффициент напряжения стабилизации $\alpha_{U_{ст.}}$ , %/С.	0.07
Минимальный ток стабилизации $I_{ст.мин.}$ , мА.	1
Максимальный ток стабилизации $I_{ст.макс.}$ , мА.	200
Рабочая температура, С	-55...150
Способ монтажа	в отверстие
Корпус	DO-35

На выходе микросхемы поставили биполярный транзистор VT1 типа 2SC380 (табл.3.13).

Таблица 3.13 – Основные параметры транзистора 2SC380.

Параметр	Значение
Макс. напр. к-б при заданном обратном токе к и разомкнутой цепи э.( $U_{кбо макс}$ ), В.	35
Макс. напр. к-э при заданном токе к и разомкнутой цепи б.( $U_{кэо макс}$ ), В.	30
Максимально допустимый ток к ( $I_{к макс.А}$ )	0.05
Статический коэффициент передачи тока $h_{21э}$ мин	40
Граничная частота коэффициента передачи тока $f_{гр}$ . МГц.	100
Максимальная рассеиваемая мощность, Вт.	0.3
Корпус	ТО92

Максимальный выходной ток с микросхемы DA1  $I=1\text{mA}$ , это базовый ток транзистора VT1, с учетом коэффициента передачи тока  $h_{21э} = 40$  рассчитаем:

$$I_{к}=1\text{mA} \cdot 40= 40\text{mA}, \quad (3.33)$$

тогда

$$R_3 = (12-0.4)/0.04 = 290 \text{ Ом}. \quad (3.34)$$

В случае если напряжение питания станет ниже 9.2В. микросхема DA1 закроет транзистор VT1 и на выходе FB будет высокий уровень соответствующий нулевой длительности выходных импульсов микросхемы.

Диод VD2 типа SF28 препятствует протеканию тока в обратном направлении.

Рассчитаем мощности на резисторах и подберем номиналы из ряда E24

Выделяемая мощность

$$P_1=R_1 \cdot (I)^2= 1200 \cdot (0.005)^2= 0.03 \text{ Вт} \quad (3.35)$$

Выбрали резистор R1 типа МЛТ-0.125-1.2кОм±10%

Выделяемая мощность

$$P_2 = R_2 \cdot (I)^2 = 1076 \cdot (0.005)^2 = 0.027 \text{ Вт} \quad (3.36)$$

Выбрали резистор R2 типа МЛТ-0.125-1.1кОм±10%

Выделяемая мощность

$$P_3 = R_3 \cdot (I)^2 = 290 \cdot (0.04)^2 = 0.46 \text{ Вт} \quad (3.37)$$

Выбрали резистор R3 типа МЛТ-0.5-0.3кОм±10%

## 4. Математическое моделирование

### 4.1. Описание моделируемой схемы.

Для проверки правильности теоретических предпосылок о работе описанных схемотехнических решений и сравнения возможных режимов их работы произведем математическое моделирование одного из элементов схемы – умножителя напряжения (рис. 4.1.). Работа такой схемы описана в предыдущих главах.

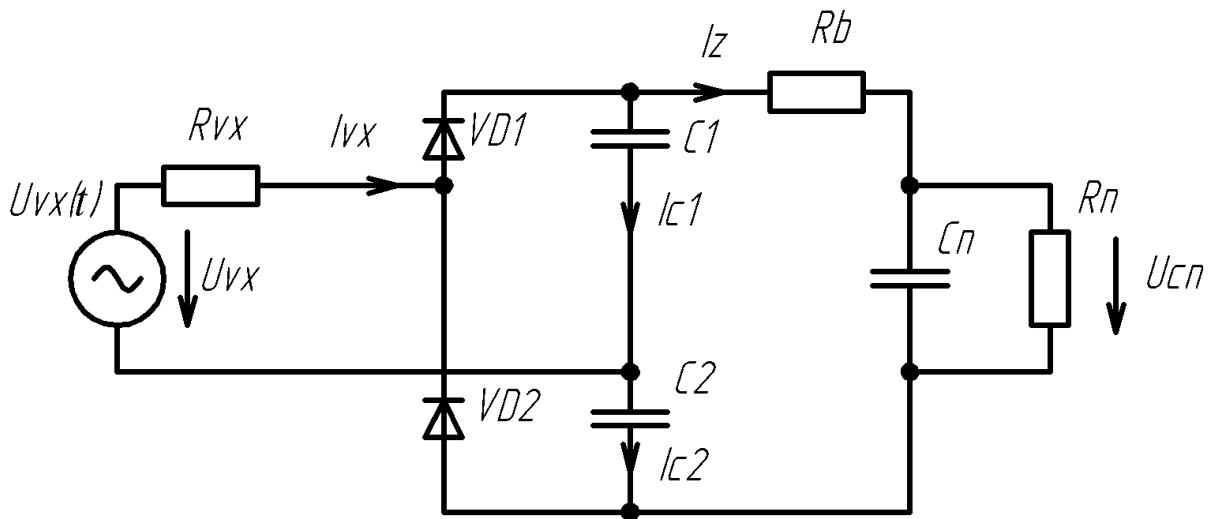


Рисунок 4.1. - Умножитель напряжения.

На входе переменное напряжение с амплитудой  $U_{vxm}$  частотой  $f$  и сопротивлением источника  $R_{vx}$ . Входное напряжение подключено к «диодному мосту», два диода одной ветви которого заменены на конденсаторы  $C1$  и  $C2$ . На выходе последовательное соединение резистора  $R_b$  и параллельного соединения емкости  $C_n$  с резистором нагрузки  $R_n$ . Направление обоих диодов снизу вверх, всех токов и напряжений сверху вниз (плюс - вверх). Входной ток  $I_{vx}$  направлен в точку соединения диодов.

Данная схема может использоваться как с синусоидальным входным напряжением (подключенная к сети переменного тока), так и для прямоугольного двухполюсного входного напряжения (подключенная к выходу инверторной схемы). Осуществим моделирование обоих случаев.

## 4.2. Моделирование для синусоидального входного напряжения.

Зададимся исходными данными для моделирования.

$$R_{vx} := 10 \quad U_{vxm} := 220 \cdot \sqrt{2} \quad f := 50 \quad \omega := 2 \cdot \pi \cdot f \quad \psi := 10 \text{deg} \quad U_{vx}(t) := U_{vxm} \cdot \sin(\omega \cdot t + \psi)$$

$$R_b := 10 \quad m_k := 10^{-6} \quad k := 10^3 \quad C_1 := 50 \text{mk} \quad C_2 := C_1 \quad C_n := 200 \text{mk} \quad R_n := 2000$$

Обозначим переменные состояния и сформируем из них вектор (матрицу размером 1x3).

$$X = \begin{pmatrix} U_{Cn} \\ U_{C1} \\ U_{C2} \end{pmatrix}$$

Выразим значения токов через переменные состояния

$$I_{vx}(t, X) := \begin{cases} \text{if } U_{vx}(t) > 0 \\ \left| \begin{array}{l} I \leftarrow \frac{U_{vx}(t) - X_1}{R_{vx}} \\ (I > 0) \cdot I \end{array} \right. & I_z(t, X) := \frac{X_1 + X_2 - X_0}{R_b} \\ \text{otherwise} \\ \left| \begin{array}{l} I \leftarrow -\left( \frac{-U_{vx}(t) - X_2}{R_{vx}} \right) \\ (I < 0) \cdot I \end{array} \right. & F_0 := \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \end{cases}$$

$$I_{c1}(t, X) := -I_z(t, X) + (U_{vx}(t) > 0) \cdot I_{vx}(t, X)$$

$$I_{c2}(t, X) := -I_z(t, X) - (U_{vx}(t) < 0) \cdot I_{vx}(t, X)$$

$$I_{cn}(t, X) := I_z(t, X) - \frac{X_0}{R_n}$$

$$\left( \begin{array}{c} 1 \end{array} \right)$$

Составим уравнение состояния

$$\underline{dF}(t, X) := \begin{pmatrix} \frac{1}{Cn} \cdot Icn(t, X) \\ \frac{1}{C1} \cdot Ic1(t, X) \\ \frac{1}{C2} \cdot Ic2(t, X) \end{pmatrix}$$

Решим полученное уравнение состояния методом рунге-кутта.

$$\begin{aligned} tk &:= 10 \cdot \frac{1}{f} & N &:= 2000 \\ Z &:= \text{rkfixed}(Fo, 0, tk, N, dF) & k &:= 5 & n &:= \frac{N}{k} & i &:= 0..n \\ \underline{T}_i &:= Z_{i \cdot k, 0} & Ucn_i &:= Z_{i \cdot k, 1} & Uc1_i &:= Z_{i \cdot k, 2} & Uc2_i &:= Z_{i \cdot k, 3} \end{aligned}$$

Выразим из результатов решения значения зарядного и входного токов

$$IZ_i := I_z \left[ T_i, \begin{pmatrix} Ucn_i \\ Uc1_i \\ Uc2_i \end{pmatrix} \right] \quad IVX_i := IV_x \left[ T_i, \begin{pmatrix} Ucn_i \\ Uc1_i \\ Uc2_i \end{pmatrix} \right] \quad \max(IVX) = 11.776 \quad \min(IVX) = -20.714$$

Изображение графика решения, полученного в MathCAD приведено на рис. 4.2.

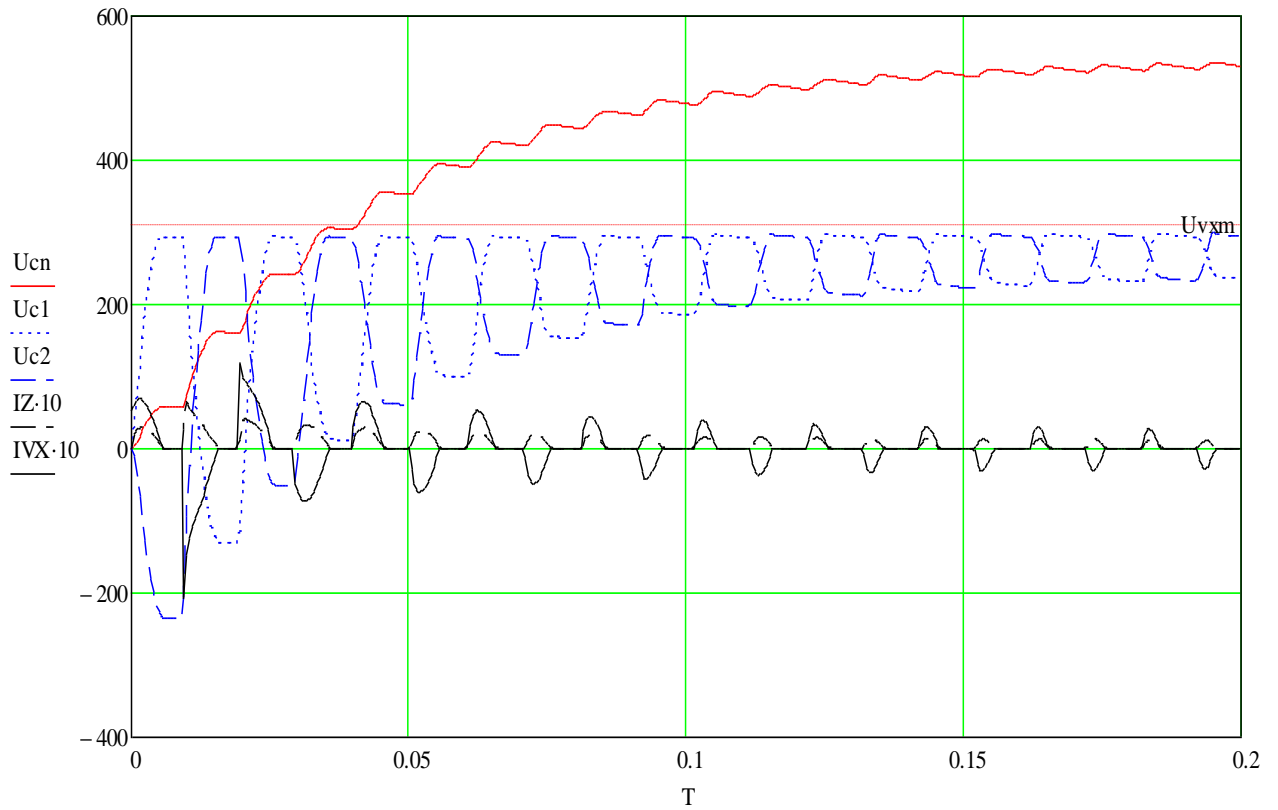


Рисунок 4.2. - Графика решения, полученный в MathCAD для синусоидального входного напряжения.

Выразим действующие и средние значения токов и напряжений.

$$I_{vXd} := \sqrt{\frac{1}{n1} \cdot \left[ \sum_{i1} |IVX_{i1}|^2 \right]} = 1.402$$

$$I_{zd} := \sqrt{\frac{1}{n1} \cdot \left[ \sum_{i1} |IZ_{i1}|^2 \right]} = 0.628$$

$$U_{cn_d} := \sqrt{\frac{1}{n1} \cdot \left[ \sum_{i1} |U_{cn_{i1}}|^2 \right]} = 517.126$$

$$U_{cn_{cp}} := \frac{1}{n1} \cdot \left[ \sum_{i1} |U_{cn_{i1}}| \right] = 518.214$$



### 4.3. Моделирование для прямоугольного входного напряжения.

Аналогично проведем моделирование для входного напряжения прямоугольной формы. Такое напряжение может быть получено на выходе инверторной схемы.

От предыдущего случая моделирование будет отличаться исходными данными

$$\begin{aligned} R_{vx} &:= 15 & U_{vxm} &:= 24 \cdot 25 & f &:= 50 & \omega &:= 2 \cdot \pi \cdot f & \psi &:= 10\text{deg} & U_{vx}(t) &:= U_{vxm} \text{sign}(\sin(\omega \cdot t + \psi)) \\ R_b &:= 15 & m_k &:= 10^{-6} & k &:= 10^3 & C_1 &:= 20\text{mk} & C_2 &:= C_1 & C_n &:= 200\text{mk} & R_n &:= 10^5 \end{aligned}$$

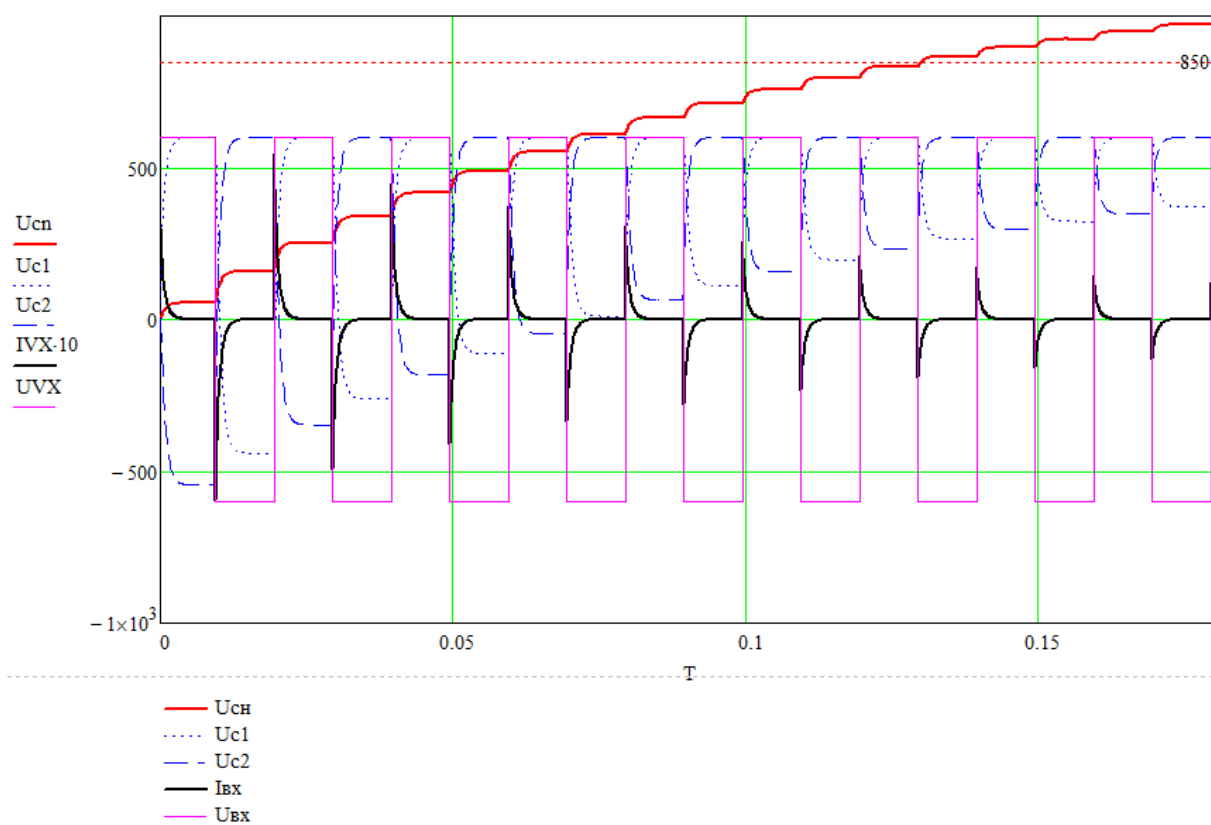


Рисунок 4.3. - Графика решения, полученный в MathCAD для  
прямоугольного входного напряжения.

Выразим действующие и средние значения токов и напряжений.

$$I_{vXd} := \sqrt{\frac{1}{n1} \cdot \left[ \sum_{i1} (IVX_{i1})^2 \right]} = 3.081 \quad I_{zd} := \sqrt{\frac{1}{n1} \cdot \left[ \sum_{i1} (IZ_{i1})^2 \right]} = 1.438$$

$$U_{cn_d} := \sqrt{\frac{1}{n1} \cdot \left[ \sum_{i1} (Ucn_{i1})^2 \right]} = 902.349 \quad U_{cn_{cp}} := \frac{1}{n1} \cdot \left[ \sum_{i1} (Ucn_{i1}) \right] = 899.159$$

Из сравнения результатов моделирования работы удвоителя напряжения для случая синусоидальных и прямоугольной форм входного напряжения сделали следующие выводы:

1. Схема (рис. 4.1) применима для обоих случаев.

2. Для случая прямоугольного входного напряжения входной ток имеет импульсный характер с большими амплитудами в момент изменения полярности входного напряжения. Для сглаживания этих токов в схеме рекомендуется применять токоограничивающие элементы (например, дополнительную индуктивность, поставленную последовательно с Rb).

3. Конденсаторы C1, C2 в схеме являются токоограничивающими и влияют на скорость заряда емкости Cн.

4. Максимальное выходное напряжение действительно равно удвоенному входному.

## **Заключение**

В первой главе рассмотрено состояние вопроса, сформулированы цели и задачи работы, произведен обзор готовых устройств, пригодных для заряда емкостных накопителей.

Во второй главе произведен: обзор, классификация и анализ различных решений систем заряда. Выявлены их достоинства и недостатки, а так же приведены рекомендации по их применимости. На основании проведенного обзора предложена методика проектирования систем заряда емкостного накопителя.

В третьей главе на основе материала, проработанного во второй главе, произведен выбор структурных и схемотехнических решений системы заряда емкостного накопителя; произведен ее расчет.

В четвертой главе произведено математическое моделирование удвоителя напряжения для различных режимов работы.

Таким образом, в данной работе произведена разработка и апробация методики проектирования систем заряда емкостных накопителей.

Результаты работы опубликованы в [12,13].

## Список литературы

1. Каталог блоков питания. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.agilent.com> (дата обращения: 01.05.2017).
2. Каталог блоков питания. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.lambdaemi.com> (дата обращения: 01.05.2017).
3. Виктор Жданкин. Силовая электроника №1,2005 / программируемые низкопрофильные (1U) источники электропитания Nemic-Lambda
4. Бут Д. А., Алиевский Б. Л., Мизюрин С. Р., Васюкевич П. В. Накопители энергии. М.: Энергоатомиздат, 1991.
5. Кныш, В.А. Полупроводниковые преобразователи в системах заряда накопительных конденсаторов. – Л.: Энергоиздат. Ленингр. отд-ние, 1981. – 160с., ил.
6. Зиновьев, Г.С. Основы силовой электроники: учеб.пособ./ Зиновьев, Г.С. - Новосибирск: Изд-во НГТУ, 2003. - 664с.
7. Северенс, Р. Импульсные преобразователи постоянного напряжения для систем вторичного электропитания / Северенс Р., Блум Г. – М.: Энергоатомиздат, 1988. –294 с: ил.
8. Пат. 2254662 Преобразователь постоянного напряжения / Кудинов А.К.; заявл.29.12.03, опубл. 20.06.05, Бюл №17.
9. Кудинов, А.К. Мощный транзисторный преобразователь для заряда емкостного накопителя энергии / А.К. Кудинов, А.В. Прядилов, К.Х. Узбеков // Наука – производству. - 2004. - №4(72). - С.54-56.
10. Б.Ю. Семенов – Силовая электроника для любителей и профессионалов. изд-во «Солон-Р», М. – 2001.

11. Воронин, П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение/ П.А. Воронин. - М.:Издательский дом “Додека-XXI”, 2001. – 384 с.
12. А.В. Прядилов, П.П. Барбаков, Д.М. Киряков. Схемотехнические решения устройств заряда конденсаторов большой емкости // «Студенческие Дни науки в ТГУ» научно-практическая конференция (Тольятти, 1-25 апреля 2016 года) : сборник студенческих работ / отв. за вып. С.Х.Петерайтис. – Тольятти: Изд-во ТГУ, 2016. С.119-120
13. А.В. Прядилов, П.П. Барбаков, Д.М. Киряков. Система заряда емкостного накопителя, работающего в режиме с полным разрядом // Энергоэффективность и энергобезопасность производственных процессов. IV Всероссийская научно-техническая конференция студентов, магистрантов, аспирантов: сборник трудов. Ответственный за выпуск: В.В. Вахнина. 2016. С. 370-372.
14. Аксенов А.И., Нефедов А.В. Отечественные полупроводниковые приборы. Справочное пособие., М.: СОЛОН., 1999 г.
15. Гусев В.Г., Гусев Ю.М. Электроника: Учеб. пособие для приборостроит. спец. вузов. – М.: Высш. шк.1991. – 622 с.
16. Забродин Ю.С. Промышленная электроника. – М.: Высш. Школа, 1982. 496 с.
17. Кузнечиков С.Ю. Магнитопроводы из композиционных магнитомягких порошковых материалов.// Электротехника 1994г. №8, С.54
18. Мощные полупроводниковые приборы: Диоды: Справочник / Б.А. Бородин, Б.В. Кондратьев, В.М. Ломакин и др.; Под ред. Голомедова. – М.: Радио и связь, 1985. – 400 с.
19. Намитоков К.К. и др. Аппараты для защиты полупроводниковых устройств/ К.К. Намитоков, Н.А. Ильина, И.Г. Шкловский. – М.: Энергоатомиздат, 1988. – 280 с.

20. Резисторы: справочник / Ю. Н. Андреев, А. И. Антонян, Д. М. Иванов и др.; Под ред. И. И. Четверткова. – М.: Энергоатомиздат, 1981. – 352 с.
21. Силовые полупроводниковые приборы. Пер. с англ. Под ред. В.В. Токарева. Первое издание. – Воронеж: «Элист», 1995 г. – 664 с.
22. Справочник разработчика и конструктора РЭА. Элементная база/ Масленников М.Ю., Соболев Е.А., Соколов Г.В. и др.; Под ред. Масленникова М.Ю. М.: Радио и связь, 1996.
23. Титце У., Шенк К. Полупроводниковая схемотехника: Справочное руководство. Пер. с нем. – М.: Мир, 1982. – 512 с., ил.
24. Транзисторы малой мощности: Справочник/Под ред. А. В. Голомедова.- М.: Радио и связь, 1989.
25. Трансформаторы и преобразователи «Электроагрегат». Каталог. – Санкт Петербург.: Электроагрегат, 2003 г. 38 с.
26. Шило В.Л. Популярные микросхемы КМОП. Справочник. – М.: Изд-во «Ягуар», 1993. – 64 с.
27. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки: Справочник /В.П. Берзан, Б.Ю. Геликман, М.Н. Гураевский и др.: Под ред. Г.С. Кучинского. – М.: Энергоатомиздат, 1987. – 656 с., ил.
28. Каталог электронных компонентов Платан. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.platan.ru> (дата обращения: 01.05.2017)
29. Каталог электронных компонентов Чип и дип. [Электронный ресурс]. URL: <http://www.chip-dip.ru> (дата обращения: 01.05.2017)
30. Миловзоров О. В. Электроника : учеб. для вузов / О. В. Миловзоров, И. Г. Панков. - Изд. 4-е, стер. ; Гриф МО. - М. : Высш. шк., 2008. - 288 с.
31. Б.В. Тарабрин, С.В. Якубовский, Н.А. Барканов и др.: справочник по интегральным микросхемам. – М.: Энергия, 1980. – 816 с., ил.

32. Воронин, П.А. Силовые полупроводниковые ключи: семейства, характеристики, применение/ П.А. Воронин. - М.:Издательский дом “Додека-XXI”, 2001. – 384 с.
33. Ямпурин Н. П. Электроника [Электронный ресурс] : учеб. пособие для студ. высш. учеб. заведений / Н. П. Ямпурин, А. В. Баранова, В. И. Обухов. - М. : Академия, 2011.
34. Андреев Ю.Р., Антонян А.И., Иванов Д.М. и др. Резисторы: Справочник. - М.: Энергоиздат, 1981.
35. Болотовский Ю. И., Таназлы Г. И., Вашкевич Е. И., Никитин А. В. Разработка систем заряда емкостных накопителей энергии. Часть 1 // Силовая электроника. 2009. №2
36. Берзан В.П., Геликман Б.Ю., Гураевский М.Н. и др. Электрические конденсаторы и конденсаторные установки . М.: Энергоатомиздат, 1987.
37. Хоровиц П., Хилл У. Искусство схемотехники. Т.т. 1-2. - М., Мир, 1998.
38. Александров, А.А. Электротехнические чертежи и схемы / Александров К.К., Кузьмина Е.Г.- М.:Энергоатомиздат, 1990. - 288с.
39. ГОСТ 2.104-68. Единая система конструкторской документации. Основные надписи. - Введ. 1971-01-01. - М.: Госстандарт СССР: Изд-во стандартов, 1970.- 27с.: ил.
40. ГОСТ 7.32-2001. Отчет о научно-исследовательской работе. Структура и правила оформления. - Введ. 2002-07-01. - М.: Госстандарт РФ: Изд-во стандартов, 2001.- 23с.

## **ПРИЛОЖЕНИЯ**



Поз. обозначение	Наименование		Кол.	Примечание				
	Кол.	Наименование						
Перв. примен.	<u>Диоды</u>							
	VD1	BZX55C6V2	1	Стабилитрон				
	VD2..VD8	SF28	7					
	VD9,VD10	CSD05120A	2					
Справ. №	<u>Светодиоды</u>							
	HL1,HL2	LD5360-K	2					
	<u>Реле</u>							
	K1	V23071A1009A132	1					
	<u>Микросхемы</u>							
	DA1	DS1811-10	1					
	DA2	TL494CN	1					
	DA3,DA4	MAX4429CPA	2					
DA5	TL431CLP	1						
Подп. и дата	<u>Оптоэлектронные устройства</u>							
	VU1	PC817B	1					
Инв. № дубл.	<u>Транзисторы</u>							
	VT1	2SC380	1					
	VT2,VT3	IRF3205	2					
Взам. инв. №	<u>Разъемы</u>							
	XS1,XS2	DG950-02	1					
	XS3,XS4	301-021-11	1					
Подп. и дата								
Инв. № подл.	Изм.	Лист	№ докцм.	Подп.	Дата	17-110404.013.00 ПЭ		
	Разраб.	Киряков Д.М.						
	Пров.	Прядилов А.В.				Лит.	Лист	Листов
	Н.контр.						1	3
	Утв.					ТГУ ЭЛМ-1501		

Копировал

Формат А4



